



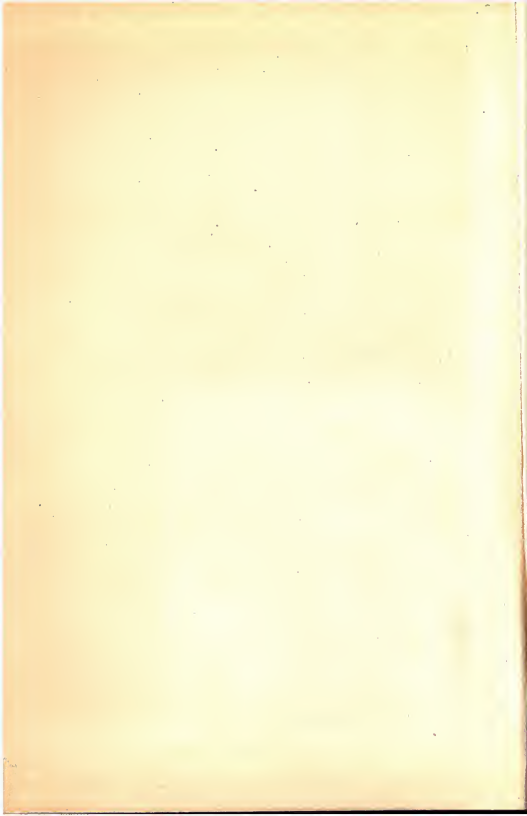
**ЭЛЕКТРОНИКА**

89659

~~1725~~









# ENGINEERING ELECTRONICS

with Industrial Applications and Control

JOHN D. RYDER, Ph. D.

*Dean of Engineering and  
Professor of Electrical Engineering  
Michigan State University*

McGRAW-HILL BOOK COMPANY, INC  
New York Toronto London

621.38  
P 18

ДЖОН РАЙДЕР

# ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

*Перевод с английского*

КОРОВАКОВА Д. Б., БАЖЕНОВА В. А., СОКОЛОВА М. П.,  
УЛЬЯНОВСКОГО Н. А., УХИНА Н. А., ЯКОВЛЕВА Г. В

ПОД РЕДАКЦИЕЙ КОТОМИНОЙ Л. А.



ГОСУДАРСТВЕННОЕ СОЮЗНОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО  
СУДОСТРОИТЕЛЬНОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

Ленинград

1961

Книга Дж. Райдера «Техническая электроника» является переводом с английского и знакомит с важнейшими областями применения электронных, ионных и полупроводниковых приборов в радиоэлектронной, электротехнической и производственной аппаратуре. Она содержит также основы инженерного расчета разнородных режимов технического применения этих приборов.

Книга рассчитана на читателя, имеющего подготовку по высшей математике и общей теории электрических цепей в объеме высших и средних технических учебных заведений, но может быть успешно использована и более широким кругом читателей, благодаря четкому изложению физических основ рассматриваемых вопросов и большому количеству иллюстративных и расчетных графиков.

**ДЖОН РАЙДЕР**  
**ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА**

Перевод с английского

Редактор *Е. Н. Шаурак*

Технический редактор *П. С. Фрумкин*

Сдано в набор 1/III 1960 г. Подписано к печати 12/XI 1960 г.  
Формат бумаги 60×92 1/16 печ. л. 51. Уч.-изд. л. 52.1  
Изд. № 72/60. Тираж 13 000 экз. Цена 3 р. 85 к. Заказ № 00325  
Судпромгиз, Ленинград, улица Дзержинского, 10

Полиграфическое предприятие № 4, улица Шербан-Водэ  
№ 133-135 Бухарест, Р.Н.Р.

## ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ИЗДАНИЮ

Предлагаемая вниманию читателя книга Дж. Райдера «Техническая электроника» посвящена в основном вопросам практического применения электронных, ионных и полупроводниковых приборов в различных областях промышленности и техники. Эта книга обладает рядом достоинств, выгодно отличающих ее от иных книг по данной тематике, что и послужило основанием для ее перевода.

Книга Дж. Райдера охватывает почти все важнейшие области промышленного применения современных электронных, ионных и полупроводниковых приборов, за исключением техники связи и области сверхвысоких частот, по которым имеется обширная специальная литература.

В книге рассмотрены следующие вопросы:

I. Физические основы электроники (гл. 1, 2).

II. Усиление сигналов высокой и низкой частоты и основы теории устойчивости усилительных систем с положительной и отрицательной обратной связью (гл. 3, 4, 5, 6, 7).

III. Основы использования электронных приборов в элементах и блоках электронно-счетных машин (гл. 8, 9).

IV. Основы генерирования в.ч. и ультра-звуковых колебаний и техника высокочастотного нагрева металлов и диэлектриков (гл. 11).

V. Полупроводниковые приборы и важнейшие виды их технического применения (гл. 12).

VI. Выпрямление, преобразование и стабилизация постоянных и переменных напряжений большой и малой мощности (гл. 10, 14, 15).

VII. Основы применения электронных приборов в устройствах автоматики и телемеханики (гл. 13, 16, 17, 18).

Тщательный отбор действительно необходимого минимума теоретических и технических сведений и продуманная методика изложения позволили автору в относительно небольшой по объему книге предоставить читателю материалы, достаточные для понимания физической сущности рассматриваемых вопросов и их количественных закономерностей, а также освоения методики инженерного расчета разнородных режимов применения. Весьма полезными явятся многочисленные расчетные графики, типовые схемы различных узлов и блоков, используемых в реальной аппаратуре, и численные примеры и задачи. Часть задач приведена с решениями.

Материалы книги при подготовке перевода были дополнены новейшими достижениями электроники по данным последних 2—3 лет.

*Л. А. Котомина*

## ПРЕДИСЛОВИЕ АВТОРА

Электроника, основанная на управлении потоками заряженных частиц в свободном пространстве и в твердых телах, на теории схем и цепей, теории электромагнитных полей и теории автоматического управления и регулирования, имеет большое значение во всех областях техники сильных и слабых токов.

Если раньше электроника была ограничена областью высокочастотной техники и беспроводной связи, то в настоящее время она проникла во многие отрасли промышленности и поэтому представляет значительный интерес для широкого круга лиц.

В настоящей книге приведены основные сведения по электронике в области ее нерадиотехнических применений.

Отбирая материал, автор во многом руководствовался субъективными соображениями, так как, в отличие от руководств по радиоэлектронике, для книг по промышленной и технической электронике еще не установились определенные требования по содержанию и объему вопросов, подлежащих рассмотрению.

Вследствие необходимости изложить обширный комплекс разнообразных материалов не представляется возможным рассмотреть подробно все основные области применения электроники.

Данная книга не может служить руководством по каким-либо специальным разделам электроники, относящимся к работе определенных схем и устройств.

Первые три главы содержат общие сведения по электронным приборам (устройство и принцип действия их) и предназначены для лиц, не имеющих соответствующей подготовки. Основные сведения о полупроводниковых приборах приведены в гл. 12.

Для облегчения усвоения важнейших количественных закономерностей радиоэлектроники во всех разделах книги приведено большое количество примеров и задач.

*Джон Д. Райдер*



## ГЛАВА ПЕРВАЯ

### ВВЕДЕНИЕ

Новейшая многогранная наука — электроника не только лежит в основе всей техники слабых токов, но и глубоко проникла в различные отрасли электротехники, в технику сильных токов. Развитию этой науки, безусловно, способствовало успешное применение колебаний несинусоидальной формы и частот выше нескольких сотен герц. В настоящее время основы электроники используются в устройствах, работающих на частотах от нуля до сотен мегагерц. При этом полезные мощности, с которыми оперирует электроника, охватывают диапазоны от микроватт до десятков миллионов ватт, кроме того, используются сигналы бесконечно разнообразных форм.

В данной книге изложены важнейшие научные принципы технической электроники. В технической электронике используются сравнительно низкие частоты и широко применяются схемы и методы управления энергией, отличные от принципов техники слабых токов, которую часто ассоциируют с радиотехникой.

#### 1-1. Атом и электрон

Согласно современной теории строения атома, основанной на модели Бора, масса и положительный заряд атома сосредоточены в его ядре, окруженном отрицательно заряженными электронами, движущимися вокруг ядра по определенным орбитам. Ядра всех атомов, кроме атома водорода, состоят из «тяжелых» элементарных частиц двух видов — нейтронов и протонов. Масса нейтрона равна примерно  $\frac{1}{16}$  массы атома кислорода, а его электрический заряд равен нулю. Нейтроны находятся в определенных количествах в ядрах всех элементов, кроме ядра водорода. Масса протона немного (приблизительно на  $\frac{1}{125}$ ) меньше массы нейтрона и примерно равна массе атома водорода  $H$ . Заряд протона равен заряду электрона, но имеет положительный знак.

Химические элементы отличаются один от другого числом протонов и нейтронов в ядре, причем число протонов равно атомному номеру элемента: так, например, ядро водорода содержит 1 протон, ядро гелия 2 протона и т.д.

Так как в нормальном состоянии атом электрически нейтрален, число электронов, вращающихся вокруг его ядра, равно числу протонов.

Электрон является наименьшим из известных единичных электрических зарядов. Первоначальные опыты позволили определить отношение заряда электрона к его массе. В 1910 году впервые был измерен заряд электрона, определяющий его свойства. Дальнейшие опыты уточнили значения этих постоянных электрона, и в настоящее время они приняты равными:

Заряд  $e = 1,602 \cdot 10^{-19}$  кулон.

Масса  $m = 9,106 \cdot 10^{-31}$  кг.

Отношение заряда к массе:  $-\frac{e}{m} = 1,759 \cdot 10^{-11}$  кулон/кг.

Электрон обладает двойственной природой. В одних случаях он «ведет себя» как частица, а в других исследованиях наиболее сильно проявляются его волновые свойства, так как движущийся электрон возбуждает вокруг себя электромагнитные волны. При этом длина волны связана со скоростью электрона следующим образом:

$$\lambda_{(u)} = \frac{h}{mv},$$

где  $\lambda$  — длина волны, м;

$h$  — постоянная Планка, равная  $6,624 \cdot 10^{-34}$  джоуль · сек.;

$m$  — масса электрона, кг;

$v$  — скорость электрона, м/сек.

Электрический ток есть результат направленного движения электрических зарядов, обычно электронов. Однако еще задолго до открытия электронов было принято считать, что электрический ток образуется вследствие перемещения положительных зарядов. Во внешней, по отношению к источнику, цепи положительные заряды перемещаются от положительного полюса к отрицательному соответственно чему и определяют направление тока. Это определение настолько укоренилось, что его трудно изменить, хотя заведомо известно, что необходимо пользоваться обратными представлениями, а именно: во внешней цепи происходит движение отрицательных электронов от отрицательного полюса к положительному. Поэтому при рассмотрении обычных токов за направление тока принимают направление, обратное истинному. Когда анализируются электронные процессы, за направление тока принимают направление движения потока электронов.

Одним из важнейших элементов строения Вселенной является также фотон. Он представляет собой определенное количество — «порцию» — лучистой энергии или света, т.е. колебательной электромагнитной энергии, причем количество энергии фотона  $W_{\phi}$  связано с его частотой  $f$  следующим образом:

$$W_{\phi} = hf \text{ джоулей.}$$

Таким образом, энергия фотона зависит от частоты электромагнитных колебаний.

Фотон не имеет материальной массы, однако ему можно приписать некоторую эквивалентную массу излучения, которая может быть опре-

делена из энергии фотона на основании уравнения, полученного впервые Дж. Дж. Томсоном, но приписываемого обычно Эйнштейну:

$$W = mc^2 \text{ джоулей,}$$

где  $c$  — скорость света, равная  $3 \cdot 10^8$  м/сек.

## 1-2. Основные этапы развития электронных ламп

Первые электронные лампы были созданы вскоре после открытия Эдиссоном в 1883 году эффекта, названного его именем. Во время опытов с лампой накаливания Эдиссон обнаружил, что если в откачанный баллон поместить накалившую нить и небольшую дополнительную пластинку (анод), на которую подан положительный потенциал, то через вакуумный — пустотный промежуток начинает проходить ток. При отрицательном потенциале анода ток прекращается. Следовательно, подобная лампа обладает свойством односторонней проводимости.

В настоящее время известно, что ток, протекающий через вакуумный промежуток, открытый Эдиссоном, представляет собой поток электронов, идущий от накаливающей нити к положительно заряженному электроду. Стало также известно, что многие металлы, сплавы и некоторые химические соединения при разогреве до достаточно высокой температуры способны выделять — эмиттировать — огромное количество не связанных с веществом свободных электронов, легко поддающихся управлению, и что для нормальной работы электронной лампы необходимо, чтобы во внутренней полости ее был вакуум, т.е. очень сильно разреженный газ, давление которого по меньшей мере в десятки и сотни миллионов раз меньше атмосферного. Иначе, хаотически движущиеся газовые молекулы будут препятствовать прохождению электронного потока и могут отравить или разрушить источник свободных электронов.

В 1897 году в Англии Флеминг применил эффект Эдиссона для обнаруживания и детектирования радиосигналов при помощи двухэлектродной лампы — диода, названного в то время лампой Флеминга. При детектировании «двусторонние» сигналы переменного тока благодаря «односторонней» проводимости диода преобразуются в серию «односторонних» импульсов тока, которые затем легко могут быть обнаружены и использованы.

В 1907 году Ли-де-Форест ввел в лампу Флеминга дополнительный управляющий электрод в виде сетки, создав таким образом высокочувствительное и практически безынерционное электронное релейное устройство — триод, или трехэлектродную лампу. Благодаря способности триодов усиливать и преобразовывать электрические сигналы различной частоты, формы, амплитуды и мощности, а также, как выяснилось позднее (в 1912 г.), и возбуждать — генерировать — подобные сигналы, триоды приобрели важное практическое значение.

Развитие электронных ламп потребовало проведения обширных исследований в области физических принципов и технических методов

получения и сохранения высокого вакуума, в области вакуумных материалов, используемых для изготовления внутренних конструктивных элементов ламп, в области изучения физических основ явления электронной эмиссии и разработки катодных материалов и т.д. и привело к возникновению новой отрасли производства — вакуумной промышленности.

Потребовалось также проведение огромной научно-исследовательской и инженерной работы по режимам и схемам применения электронных ламп и разработке комплекса новых теорий и методов инженерного расчета; по принципам конструирования реальных устройств, работающих на электронных лампах; по разработке и промышленному выпуску специальных деталей и материалов и, наконец, по созданию еще одной новой отрасли промышленности, занятой выпуском ламповой аппаратуры.

Примерно в 1926 году (когда оказалось, что емкости между основными частями — электродами триодов препятствуют эффективному использованию их на частотах выше 1 Мгц) Хэлл ввел в триод четвертый электрод — экранирующую сетку и создал, таким образом, тетрод, или четырехэлектродную лампу. Несколько лет спустя он поместил в лампу антидинаatronную сетку, в результате чего был создан пентод, в котором были устранены некоторые недостатки, выявленные при работе тетродов. Положительные свойства пентода позволяют использовать его в широком диапазоне частот и в настоящее время пентод стал одним из самых распространенных типов ламп.

Существует также много других специальных видов ламп, которые будут рассмотрены ниже.

### **1-3. Газоразрядные лампы**

Первоначально из-за плохого состояния вакуумной техники электронные лампы содержали в себе значительное количество остаточных газов, наличие которых нередко приводило к электрическим пробоям междуэлектродных промежутков лампы.

При пробоях не только нарушалась нормальная работа лампы, но зачастую разрушались ее электроды, и лампа погибала, так как токи пробоя обычно в сотни, тысячи и десятки тысяч раз превышали нормальные рабочие токи лампы. Причиной возникновения столь огромных токов в процессе пробоя является ионизация остаточных газов. При ионизации электрически нейтральные в нормальном состоянии газовые молекулы теряют каждая по одному или нескольку электронов, превращаются в положительные ионы — мощный электронно-ионный поток между электродами лампы — и образуют ток пробоя.

Явление массового образования ионов и свободных электронов в разреженной газовой среде и прохождения через междуэлектродные промежутки лампы больших токов называется газовым разрядом. Использование этого явления послужило основой для создания специальных газоразрядных ламп, применяемых для мощного выпрям-

ления, т.е. для преобразования переменных напряжений в постоянные при большой мощности преобразуемой энергии, для запуска и остановки исполнительных механизмов автоматики, для сигнализации и многих иных целей.

Вначале газоразрядные лампы наполняли разреженными парами ртути, затем в некоторых газоразрядных приборах стали использовать для наполнения разреженные инертные газы (неон, аргон, криптон, ксенон) и их смеси, а также водород.

Первые газоразрядные лампы не имели дополнительного электрода, управляющего моментом возникновения газового разряда, и только приблизительно в 1928 году появились тиратроны — газоразрядные лампы с сеткой — трехэлектродные ионные управляемые приборы. Эти лампы позволили осуществить весьма эффективно управление значительными электрическими мощностями. В 1932 году было открыто явление нового вида управляемого зажигания в лампе с ртутным катодом, что привело к созданию игнитрона. Эта лампа способна управлять еще большими токами, чем тиратрон. Оба типа ламп играют важную роль в энергетических силовых системах.

#### 1-4. Полупроводниковые приборы

Существует большой класс материалов, электрическая проводимость которых имеет среднее значение между электропроводностью металлов и изоляторов. Эти материалы, называемые полупроводниками, обладают особыми электрическими свойствами, из которых важнейшими являются:

- резкое изменение электропроводности полупроводников — обычно во многие тысячи и миллионы раз — при воздействии на них различных видов энергии: электрической, световой, тепловой;

- уменьшение электрического сопротивления с возрастанием температуры, т.е. такие материалы имеют отрицательный температурный коэффициент сопротивления\*;

- возможность проведения тока полупроводниками как посредством отрицательных токоносителей, т.е. электронов, так и при помощи положительных токоносителей. Последние по своей физической природе являются вакантными местами в ионной кристаллической решетке, образовавшимися в результате отсутствия электронов и называемыми дырками.

Среди материалов, обладающих такими свойствами, следует в первую очередь упомянуть кремний, германий, селен и их соединения, а также соединения сурьмы, серы, галлия, индия, фосфора, бора, титана.

Кристаллические выпрямители, созданные на основе некоторых из указанных выше материалов (селена, окислов меди, сульфидов), использовались в радиотехнике с начала текущего столетия. В недавнем прош-

---

\* Напомним, что в металлах имеются обратные соотношения — электрическое сопротивление металлов возрастает с увеличением температуры.

лом было обнаружено, что полупроводники можно использовать также в качестве реле и управляемых приборов, что привело к созданию устройств, аналогичных ламповым диодам, триодам и тетродам. Последние два класса полупроводниковых приборов обычно называют транзисторами.

Благодаря отсутствию накаливаемого катода, как источника свободных электронов, малым габаритам и весам и продолжительному сроку службы, полупроводниковые приборы представляют большой интерес для самых разнообразных областей применения в промышленности, научно-исследовательской работе и оборонной технике.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Millikan, R. A.: "Electrons (+ and -), Protons, Photons, Neutrons, Mesotrons, and Cosmic Rays," University of Chicago Press, Chicago, 1917.
  2. Stranathan, J. D.: "The Particles of Modern Physics," The Blakiston Division, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1942.
  3. Crowther, J. A.: "Ions, Electrons, and Ionizing Radiations," 7th ed, Longmans, Green & Co., Inc., New York, 1939.
  4. Tonks, L.: Electrical Discharge in Gases, *Trans. AIEE*, 53: 239 (1934).
  5. Bardeen, J., and W. H. Brattain: The Transistor, a Semiconductor Triode, *Phys. Rev.*, 74: 230 (1948).
  6. Becker, J. A., and J. N. Shive: The Transistor—A New Semiconductor Amplifier, *Elec. Eng.*, 68: 215 (1949).
-

## ГЛАВА ВТОРАЯ

### ФИЗИЧЕСКИЕ ЯВЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ

Работа электронных ламп основана на ряде физических явлений, используемых для получения потоков заряженных частиц, для управления этими потоками и для реализации результатов электронно-ионных процессов, происходящих в лампах.

Важнейшими из них являются:

- электронная эмиссия, т.е. выделение массовых количеств свободных электронов из твердых и жидких тел;

- управление потоками заряженных частиц посредством электрических и магнитных полей;

- возникновение в междueleктродных промежутках лампы стационарных и движущихся скоплений заряженных частиц — объемных зарядов и влияние их на движение электронов; явления ионизации;

- разогрев внутренних конструктивных элементов ламп при попадании на них заряженных частиц.

Многие электронные процессы, возбуждаемые в лампах намеренно для получения требуемого полезного эффекта, сопровождаются процессами, ограничивающими эксплуатационные возможности электронных и газоразрядных приборов, а нередко нарушающими их нормальную работу.

Так, например, повышение напряжения на электронной лампе дает увеличение мощности выходного сигнала и возрастание ее коэффициента полезного действия, но ведет одновременно к перегреву внутренних частей, бомбардируемых электронами, разогнанными электрическим полем до очень больших скоростей, а также и к ионизации остаточных газов; в результате этого уменьшается электрическая прочность междueleктродных промежутков лампы и возникают электрические пробой внутри лампы. Поэтому напряжение на лампе каждого данного типа не должно превосходить определенного, максимально допустимого для нее значения.

Так как понимание физических процессов, происходящих в лампах, совершенно необходимо для правильного их использования, следует прежде всего рассмотреть важнейшие из этих процессов и их количественные закономерности.

## 2-1. Поведение электрона в электрическом поле

Движение электронов и иных электрических зарядов в электронных лампах происходит под воздействием электрических или магнитных полей, создаваемых в лампе. При рассмотрении законов движения заряженных частиц в электрических и магнитных полях обычно полагают, что число заряженных частиц в единице объема, т.е. плотность зарядов, настолько мала, что взаимными столкновениями этих частиц можно пренебречь. Принято считать, что вакуум в лампе достаточно высок, так что столкновений электронов с атомами газа или ионами не происходит, а также, что гравитационные силы очень малы по сравнению с силами электрических и магнитных полей, действующих в лампе. Все эти допущения в большинстве случаев приемлемы для практики.

Электрические поля используются преимущественно для ускорения электронов и для изменения направления их движения. Однако в некоторых частных случаях электрические поля применяются и для торможения электронов.

Влияние электрического поля на движение в нем заряженной частицы зависит от напряженности и направления поля.

Мерой напряженности электрического поля  $E$  является сила  $F$  (в ньютонах), действующая на находящийся в нем единичный положительный заряд  $q$  (в кулонах)

$$E = - \frac{F_E}{q} \text{ в/м}, \quad (2-1)$$

а направление поля определяется направлением движения этого заряда.

Напомним, что ньютоном называется единица силы в системе МКС (метр, килограмм (масса), секунда), т.е. сила равная  $1 \text{ м} \cdot \text{кг} \cdot \text{сек}^{-2}$ .

Если в это поле поместить электрон, имеющий заряд  $-e$ , равный  $1,60 \cdot 10^{-19}$  кулон, то сила, действующая на электрон,

$$F_E = -eE. \quad (2-2)$$

Знак минус в правой части (2-2) указывает на то, что эта сила по направлению противоположна направлению поля.

Согласно закону Ньютона

$$F_E = ma,$$

где  $m$  — масса электрона;

$a$  — ускорение в поле  $E$ .

$$a = \frac{d^2x}{dt^2} = - \frac{eE}{m}. \quad (2-3)$$

Выражение (2-3) справедливо для скоростей, при которых еще можно пренебречь относительным изменением массы электрона и применять обычные законы движения заряженных частиц. Если электрическое поле изменяется во времени, то, очевидно, и ускорение будет функцией времени.



Работа сил при перемещении электрона в поле из точки  $A$  в точку  $B$  равна

$$W_E = \int_A^B F_E \cos \alpha \, dS = \int_A^B eE \cos \alpha \, dS,$$

где  $\alpha$  — угол между направлением силы и направлением перемещения электрона.

Работа  $W_E$ , затраченная полем на перемещение электрона, равна кинематической энергии, приобретенной электроном на пройденном пути.

Таким образом, при движении электронов в ускоряющем электрическом поле энергия электронов возрастает, а энергия поля уменьшается.

Если направление движения электрона и направление силы, действующей на него, совпадают, т.е. при  $\alpha=0$  и  $\cos \alpha = 1$ , получим

$$W_E = \frac{m(v^2 - v_0^2)}{q} = -e \int_A^B E \, dS. \quad (2-4)$$

Интеграл с обратным знаком от напряженности поля между точками  $A$  и  $B$  равен разности потенциалов  $U$  между этими двумя точками. Следовательно,

$$W_E = \frac{m(v^2 - v_0^2)}{q} = (U_B - U_A) e \text{ дж.} \quad (2-5)$$

Таким образом, энергия, приобретенная электронами при движении в электрическом поле, будет равна заряду электрона, умноженному на разность потенциалов в точках поля, между которыми переместился электрон. Если начальная скорость электрона  $v_0$  равна нулю, то уравнение (2-5) приводит к выражению

$$v = \sqrt{\frac{2Ue}{m}} = 5,93 \cdot 10^5 \sqrt{U} \approx 600 \sqrt{U} \text{ км/сек.} \quad (2-6)$$

Такую скорость приобретает электрон, начинающий движение из состояния покоя и достигающий точки с потенциалом  $U$ .

Из выражения (2-5) можно получить единицу энергии, часто употребляемую в электронике. Эта единица, называемая электроновольтом, равна количеству энергии, приобретенной электроном при прохождении им разности потенциалов в 1 в, т.е.

$$1 \text{ эв} = 1 \cdot 1,60 \cdot 10^{-19} = 1,60 \cdot 10^{-19} \text{ дж.}$$

Когда речь идет о частицах, обладающих очень высокой энергией, применяется сокращение  $Mэв$ , обозначающее миллион электроновольт.

*Пример.* Электрон, обладающий начальной скоростью, соответствующей энергии 10 эв, входит в электрическое поле между двумя

параллельными пластинками в точке  $A$  (рис. 2-1) под углом  $30^\circ$  к плоскости электродов. Необходимо, чтобы этот электрон попал на верхнюю пластинку в точке  $B$ , отстоящей на  $0,5 \text{ см}$  от перпендикуляра, проходящего через точку  $A$ .

Найти потенциал верхней пластинки, время полета электрона, конечную скорость и энергию, отдаваемую верхнему электроду в момент удара о него электрона.

Начальная скорость

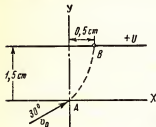


Рис. 2-1. Траектория электрона.

$$v_0 = \sqrt{\frac{2Ue}{m}} = 2 \cdot 10 \cdot 1,76 \cdot 10^{11} = 1,87 \cdot 10^6 \text{ м/сек.}$$

Составляющие скорости:

$$v_{0y} = 1,87 \cdot 10^6 \sin 30^\circ = 0,935 \cdot 10^6 \text{ м/сек.};$$

$$v_{0x} = 1,87 \cdot 10^6 \cos 30^\circ = 1,62 \cdot 10^6 \text{ м/сек.}$$

Горизонтальная составляющая скорости  $v_{0x}$  не изменяется под действием поля и, следовательно, время, необходимое для перемещения электрона в горизонтальном направлении на  $0,5 \text{ см}$  ( $0,005 \text{ м}$ ), а также для достижения верхней пластинки, равно

$$t = \frac{0,005}{1,62 \cdot 10^6} = 3,09 \cdot 10^{-9} \text{ сек.}$$

Если ускорение, направленное вверх, принять за положительное, то под действием заданного электрического поля ускорение электрона

$$a = \frac{eE}{m} = 1,76 \cdot 10^{11} \text{ E.}$$

Расстояние, пройденное электроном в направлении снизу вверх, равняется

$$y = d = \frac{at^2}{2} + v_y t,$$

где  $d$  — расстояние между электродами.

Подставив в это уравнение численные значения найденных и известных величин и решив его относительно  $E$ , получим

$$0,015 = \frac{1,76 \cdot 10^{11} E (3,09 \cdot 10^{-9})^2}{2} + 0,935 \cdot 10^6 \cdot 3,09 \cdot 10^{-9}$$

и

$$E = \frac{12,1 \cdot 10^{-8}}{8,4 \cdot 10^{-7}} = 1,44 \cdot 10^4 \text{ в/м.}$$

Следовательно, ускорение

$$a = \frac{e}{m} E = 1,76 \cdot 10^{11} \cdot 1,44 \cdot 10^4 = 2,53 \cdot 10^{15} \text{ м/сек}^2.$$

Потенциал  $U$  верхней пластинки равен  $U = dE = 1,44 \cdot 10^4 \cdot 0,015 = 216$  в.

Вертикальная составляющая конечной скорости электрона

$$v_y = at + v_{0y} = 2,53 \cdot 10^{15} \cdot 3,09 \cdot 10^{-9} + 0,935 = 10^6 = 8,75 \cdot 10^6 \text{ м/сек.}$$

Суммарная конечная скорость

$$v = \sqrt{v_y^2 + v_{0x}^2} = \sqrt{(8,75 \cdot 10^6)^2 + (1,62 \cdot 10^6)^2} = 8,84 \cdot 10^6 \text{ м/сек.}$$

Энергия, передаваемая верхней пластинке при ударе,

$$W = \frac{mv^2}{2} = \frac{9,11 \cdot 10^{-31} (8,84 \cdot 10^6)^2}{2} = 3,56 \cdot 10^{-17} \text{ дж.}$$

**Проверка.** Разность потенциалов, пройденная электроном, равна  $10 + 216 = 226$  в. Следовательно, энергия электрона равна 226 эв, что составляет

$$226 \text{ эв} = 226 \cdot 1,60 \cdot 10^{-19} = 3,62 \cdot 10^{-17} \text{ дж.}$$

## 2-2. Прохождение электронного тока в вакууме

Рассмотрим движение электрона в ускоряющем электрическом поле (рис. 2-2). Закон сохранения энергии требует, чтобы приращение кинетической энергии электрона равнялось энергии, сообщенной электрону источником энергии, которым во внешних цепях лампы служат обычно батареи или выпрямители. Электрон, двигаясь вне источника энергии от отрицательного электрода к положительному, наводит на первом электроде положительный заряд.

Последний компенсируется зарядом, пришедшим от отрицательного полюса источника энергии. В результате этого сам полюс оказывается заряженным положительно и внутри источника электроэнергии происходит перемещение — дрейф — отрицательного заряда от положительного полюса к отрицательному.

Таким образом, движение зарядов внутри источника энергии, обусловленное наведенными токами, происходит в направлении, противоположном направлению поля. Это свойство является общим для всех источников электрической энергии, отдающих свою энергию во внешнюю цепь.

Когда электрон достигает положительного электрода источника, происходит принудительное перераспределение зарядов, причем недостаток одного электрона на положительной клемме восполняется вновь поступающим электроном. После этого система приходит в электрическое равновесие и ток прекращается.

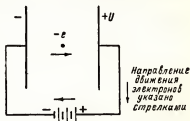


Рис. 2-2. Движение электрона в электрическом поле.

Электрическая энергия, сообщенная электрону полем и превращенная в кинетическую энергию быстро летящего электрона, выделяется при ударе последнего об электрод в виде тепла и отчасти (при достаточно высокой скорости падающего электрона) в виде рентгеновского излучения.

Энергия, получаемая электронами от источника питания

$$W = Uq = Uen = n \frac{m(v^2 - v_0^2)}{2}, \quad (2-7)$$

где  $n$  — число электронов.

Взяв производную по времени и учитывая, что  $\frac{dq}{dt} = i$ , получаем

$$U_i = nmv \frac{dv}{dt} = nmva = -nveE \quad (2-8)$$

и

$$i = -\frac{nevE}{U}.$$

Или, принимая во внимание, что  $E = \frac{U}{d}$ , имеем

$$i = -\frac{nev}{d}.$$

Это выражение для обычного тока, в котором учтен знак (минус) заряда электронов.

Если электрон разогнать предварительно в ускоряющем поле и затем ввести во встречное — тормозящее электрическое поле, электрон при торможении будет отдавать приобретенную ранее энергию электрическому полю, в результате его движение будет замедляться.

*Пример.* Определить ток во внешней цепи при движении электрона, рассматриваемого в предыдущем примере в момент, непосредственно предшествующий удару об электрод.

Обычный ток во внешней цепи возбуждается только составляющей скорости электрона, параллельной электрическому полю, т.е. направленной перпендикулярно к электродам.

Поэтому

$$i = \frac{ev_y E}{U} = \frac{1,60 \cdot 10^{-19} \cdot 8,75 \cdot 10^6 \cdot 1,44 \cdot 10^4}{216} = 9,45 \cdot 10^{-11} \text{ а.}$$

Этот обычный ток течет от положительного полюса батареи и, следовательно, батарея передает энергию электрону.

### 2-3. Поведение электрона в магнитном поле

Как известно, на провод, по которому течет ток  $i$ , в магнитном поле действует сила

$$F_m = Bil \sin \theta \text{ ньютон,} \quad (2-9)$$

где  $B$  — магнитная индукция в веберах на квадратный метр;

$\theta$  — угол между положительным направлением тока и направлением магнитного потока.

Таким образом, сила  $F_m$  будет пропорциональна составляющей  $i$ , нормальной к  $B$ . Эта сила действует в направлении, перпендикулярном к плоскости, содержащей  $B$  и  $i$ .

Так как ток  $i$  представляет движение электронов, его можно выразить через количество электричества, проходящего в единицу времени (1 сек.) через определенную точку цепи, т.е.

$$i = -\frac{ne}{t}, \quad (2-10)$$

где  $n$  — число зарядов (электронов), проходящих в цепи за время  $t$ . Следовательно,

$$F_m = -\frac{Bne l \sin \theta}{t}.$$

Учитывая, что  $l/t$  — скорость электронов  $v$ , получим для единичного электрона в магнитном поле

$$F_m = -Bev \sin \theta \text{ ньютон.} \quad (2-11)$$

Применяя символы векторного анализа, можно уравнение силы, действующей на электрон, движущийся в магнитном поле, написать в виде:

$$\vec{F}_m = -e(\vec{v}B), \quad (2-11, a)$$

где в скобках указано векторное произведение  $\vec{v}$  на  $\vec{B}$ . Эта сила всегда направлена под прямым углом к направлению мгновенной скорости электрона. Отрицательный знак в уравнении (2-11, а) появляется, потому, что сила будет противоположна той, которую испытывает ток состоящий из положительных зарядов, движущихся в направлении  $v$ . Скорость электрона имеет составляющие (параллельную  $v_p$  и перпендикулярную  $v_n$ ), равные:

$$v_p = v \cos \theta \quad \text{и} \quad v_n = v \sin \theta.$$

Следовательно, уравнение (2-11) можно написать в виде:

$$F_m = -Bev_n. \quad (2-12)$$

При определенном направлении силы удобно считать, что магнитное поле обусловлено движением самого электрона. Для определения направления поля, окружающего ток обычного вида, принято пользоваться правилом правой руки, при котором направление тока указывается большим пальцем. Для движущихся электронов это правило следует изменить, используя левую руку, причем большой палец укажет направление движения электрона, а остальные пальцы укажут направление окружающего магнитного поля.

На рис. 2-3 показано, что электрон образует вокруг своего пути магнитное поле, направленное вперед от плоскости чертежа слева от

электрода. Согласно обычным правилам для сил, действующих в магнитных полях, сила действует в сторону, обратную той, где силовые линии поля сгущаются, т.е. в данном случае направлена вправо. Поскольку сила  $F_m$  всегда перпендикулярна направлению мгновенной скорости, электрон под ее воздействием не производит никакой работы и его скорость  $v_n$  остается неизменной. Так как  $v_n$  и  $B$  постоянны, то

и  $F_m$  постоянна и вызывает появление ускорения, направленного под прямым углом к скорости  $v_n$ . В результате электрон движется в магнитном поле по круговой траектории с постоянной скоростью  $v_n$ . Его центробежная сила должна уравниваться магнитной силой, т.е.

$$\frac{mv_n^2}{r} = Bev_n.$$

откуда радиус круговой траектории электрона

$$r = \frac{mv_n \sin \theta}{Be}. \quad (2-13)$$

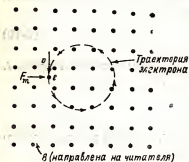


Рис. 2-3. Траектория электрона в магнитном поле  $B$ , направленном перпендикулярно к плоскости листа.

Применяя общеизвестные законы динамики, можно показать, что угловая скорость электрона

$$\omega = \frac{v_n}{r} = \frac{Be}{m}, \quad (2-14)$$

а период (время одного оборота)

$$T = \frac{2\pi m}{Be} \text{ сек.} \quad (2-15)$$

Выражение (2-15) не зависит от скорости, поэтому электрон с большой скоростью описывает полную окружность большого радиуса за тот же отрезок времени, что и электрон, обладающий малой скоростью и описывающий окружность малого радиуса.

**Пример.** Электрон с энергией 20 эв попадает в магнитное поле 0,02 вебер/см<sup>2</sup> под углом 30° к направлению поля.

Найти положение электрона после того, как он совершит один оборот в поле.

Начальная скорость определяется из (2-6):

$$v_0 = \sqrt{\frac{2Ue}{m}} = \sqrt{2 \cdot 20 \cdot 1,76 \cdot 10^{11}} = 2,65 \cdot 10^6 \text{ м/сек},$$

откуда

$$v_p = v_0 \cos 30^\circ = 2,65 \cdot 10^6 \cdot 0,866 = 2,29 \cdot 10^6 \text{ м/сек}$$

и

$$v_n = v_0 \sin 30^\circ = 2,65 \cdot 10^6 \cdot 0,500 = 1,32 \cdot 10^6 \text{ м/сек}.$$

Время одного оборота

$$T = \frac{2\pi m}{Be} = \frac{2\pi}{0,02 \cdot 1,76 \cdot 10^{11}} = 1,78 \cdot 10^{-9} \text{ сек.}$$

За это время электрон смещается параллельно линиям поля за счет скорости  $v_p$  и удаляется от точки входа на  $L$  метров вдоль линий поля. Вычисляя  $L$ , получаем:

$$L = v_p T = 2,29 \cdot 10^8 \cdot 1,78 \cdot 10^{-9} = 4,07 \cdot 10^{-3} \text{ м} = 0,407 \text{ см.}$$

## 2-4. Электроны в металлах. Возбуждение и ионизация. Квантово-механические усилители

При образовании твердых тел из атомов и молекул эти частицы «скрепляются» друг с другом в основном электронными связями, на построение которых используются наружные электроны молекул и атомов.

В разнородных твердых телах электронные связи имеют существенно различный характер, чем в значительной мере и объясняются различия в электрических и иных физических свойствах твердых тел.

Высокая электропроводность металлов, а также их пластичность, упругость, прочность и иные типично металлические качества определяются в первую очередь особым для всех металлов характером системы электронных связей, которая построена следующим образом.

При образовании металлических тел каждый из атомов отдает на построение общей для всего тела системы электронных связей по одному или по два (в зависимости от химической природы металла и структуры его наружной электронной оболочки) наружных электрона. Эти электроны покидают «свои» атомы и объединяются в единую электронную систему, пронизывающую весь металл, а оставшиеся положительные ионы располагаются в строго определенном порядке и образуют кристаллическую ионную решетку металла.

Общие электроны металла относительно слабо связаны с ионной кристаллической решеткой и под влиянием электрического поля, приложенного извне, перемещаются внутри металла в направлении, определяемом законом Кулона, чем и обусловлена высокая электропроводность металлов. Точнее говоря, при воздействии внешнего электрического поля на беспорядочное движение электронов связи внутри металла накладывается медленное равномерное перемещение — дрейф — всей совокупности этих электронов в направлении, определяемом направлением поля. Данный дрейф электронной системы и является обычным электрическим током в металлических проводниках, и участвующие в нем электроны называются электронами проводимости.

Электроны проводимости играют очень важную роль во многих электронных процессах, используемых в полупроводниковых приборах и в электронных лампах, в том числе, в явлении электронной эмиссии, тесно связанном с энергией электронов проводимости в металлах,

Для того чтобы проанализировать распределение электронов проводимости по энергии, необходимо рассмотреть предварительно основные положения электронного строения вещества.

Известно, что в отдельных «уединенных» атомах каждый из электронов обладает определенной энергией, зависящей от расположения орбиты, по которой он вращается вокруг ядра. В атоме каждого из химических элементов электроны могут находиться только на строго определенных «разрешенных» орбитах, каждой из которых соответствует также строго определенный «уровень энергии».

Наименьшей энергией обладают электроны, находящиеся на ближайших к ядру орбитах, которые сильнее всего связаны с ядром. Это объясняется тем, что на поддержание связи электрона с ядром непрерывно расходуется определенная часть энергии самого электрона.

С удалением электронной орбиты от ядра энергия находящегося на ней электрона увеличивается, а связь с ядром ослабевает.

Именно потому в явлениях ионизации, в образовании молекул твердых и жидких тел и во многих других электронных явлениях участвуют, как правило, электроны, находящиеся на самых удаленных от ядра «наружных» орбитах.

Хотя для каждого атома количество разрешенных орбит значительно больше числа электронов, вращающихся вокруг его ядра, при нормальном состоянии атома все электроны располагаются в атоме строго определенным образом, а именно, они занимают все ближайшие к ядру орбиты, т.е. все низшие уровни энергии.

Подобные уровни называются уровнями заполненной зоны.

Все электроны атома не могут скопиться на одной, ближайшей к ядру орбите, так как на каждой разрешенной орбите могут находиться одновременно один или два электрона, но не больше. При наличии двух электронов на одной орбите они должны вращаться вокруг своей оси в противоположных направлениях.

Если к какому-либо из внутриатомных электронов подвести дополнительную энергию, он может перескочить с близкой к ядру орбиты с малым уровнем энергии на более удаленную от ядра орбиту, характеризующуюся более высоким уровнем энергии, и атом перейдет в «возбужденное» состояние. При этом электрон поглощает определенную «порцию» — квант — энергии, точно равную разности между уровнями энергии исходной и конечной орбит.

Чем больше поглощенная электроном энергия, тем на более удаленную от ядра орбиту он переходит.

Возбуждение атомов может происходить при воздействии энергии любого вида — электрической, световой, тепловой и др.

Возбужденное состояние атомов, как правило, крайне неустойчиво, и потому очень быстро после акта возбуждения атом самопроизвольно возвращается в нормальное состояние. При этом атом выделяет избыток энергии всегда в виде кванта электромагнитных колебаний, независимо от того, под воздействием какого вида энергии ранее возникло возбужденное состояние атома.



В некоторых веществах, используемых особенно широко в новейших « квантово-механических » усилителях, наряду с обычными неустойчивыми возбужденными состояниями, имеются и так называемые метастабильные возбужденные состояния, в которых атомы остаются достаточно долго.

Если к подобному атому подвести еще очень малую энергию (около  $\frac{1}{100} \div \frac{1}{1000}$  от энергии возбуждения), атом возвращается в нормальное состояние.

В квантово-механических усилителях перевод атомов в метастабильное возбужденное состояние осуществляется за счет энергии местного источника питания, а возвращение атомов в нормальное невозбужденное состояние происходит под воздействием очень слабых сигналов, подлежащих индикации и усилению.

При достаточном количестве дополнительной поглощенной энергии электрон уходит так далеко от ядра, что связь его с атомом полностью разрушается и происходит ионизация атома, в результате которой возникает свободный электрон и положительно заряженный остаток атома — ион.

Наименьшая дополнительная энергия, достаточная для получения иона, т.е. ионизации атома, требуется в тех случаях, когда эта энергия поглощается наружными электронами.

Законы построения общей электронной системы металлов во многом подобны законам атомной электроники.

При образовании из атомов металлического тела, все низшие энергетические уровни каждого атома, кроме уровня одного или двух наружных электронов, почти не изменяются, и электронная структура всех ионов, находящихся во внутренних слоях кристаллической решетки, остается подобной.

Аналогичные соотношения имеются и в ионах, находящихся в поверхностных слоях и на ребрах кристаллов.

Иначе обстоит дело с наружными электронами атомов металла, идущими на построение общей электронной системы. До объединения атомов в металлическое тело все эти электроны имели одну и ту же энергию, т.е. находились на равных энергетических уровнях\*. После же объединения атомов в металлическое тело один единственный разрешенный энергетический уровень наружного электрона расщепляется на серию разрешенных уровней, занимающих определенную энергетическую зону проводимости.

Количество разрешенных энергетических уровней в этой зоне огромно; оно намного превышает количество атомов, входящих в рассматриваемый кусок металла, и поэтому электроны внутри зоны также могут переходить с одной орбиты на другую.

---

\* В атомах некоторых металлов (серебре, вольфраме), отдающих на построение общей электронной системы по два электрона, каждый из электронов имел свой определенный уровень энергии, однако после образования металлического тела уровни, расщепляясь, образуют единую энергетическую зону проводимости.

При размещении электронов проводимости на разрешенных для них энергетических уровнях действуют закономерности, подобные законам размещения электронов в атомах, а именно:

1. На каждом энергетическом уровне могут находиться одновременно два электрона, вращающихся вокруг своей оси в противоположных направлениях.

2. В нормальном состоянии металла электроны проводимости заполняют целиком все низшие (из разрешенных) энергетические уровни зоны проводимости.

3. Интенсивность связи электронов проводимости с ионной решеткой металла зависит от их энергии и уменьшается с возрастанием последней; следовательно, сильнее всего связаны с решеткой электроны с наименьшей энергией и слабее всего — электроны с наибольшей энергией.

4. В различных электронных процессах, происходящих в металлах, участвуют в основном электроны проводимости с наибольшей энергией, располагающиеся на высших энергетических уровнях заполненной части зоны проводимости.

Заметим, что нормальными считают для металла условия, в которых его кристаллическая решетка не испытывает тепловых колебаний (что соответствует температуре 0°K) и не подвергается воздействию никаких внешних факторов, например, сильных электрических и магнитных полей, облучений электромагнитными волнами или потоками каких-либо элементарных частиц.

Учитывая, что электроны проводимости, обладающие различной энергией, различным образом участвуют в электронных процессах, необходимо установить, как распределяются по энергиям внутри металла электроны проводимости.

Количество электронов проводимости с энергией, лежащей в узких пределах между произвольно задаваемыми значениями  $W$  и  $W + \Delta W$  при любой заданной температуре  $T$ , можно определить при помощи функции распределения Ферми — Дирака, имеющей вид:

$$dN = \frac{c \sqrt{W} dW}{e^{(W - W_m)/kT} + 1} = F dW, \quad (2-16)$$

где  $c$  — коэффициент пропорциональности, равный  $6,82 \cdot 10^{27}$  электронов,  $\text{м}^3/\text{эв}^{3/2}$ ;

$W$  — энергия электрона, эв;

$W_m$  — наибольшая энергия электронов проводимости в металле при температуре абсолютного нуля (эту величину часто называют характеристической энергией Ферми, или уровнем Ферми);

$k$  — постоянная Больцмана, равная  $1,38 \cdot 10^{-27}$ , дж/°K;

$T$  — температура, °K.

При температуре абсолютного нуля распределение электронов проводимости по энергии должно соответствовать параболическому закону:

(рис. 2-4); при иных температурах характер распределения в части, прилегающей к уровню Ферми, несколько изменяется (рис. 2-5).

Во избежание часто встречающихся недоразумений укажем, что как в уравнении (2-16), так и на рис. 2-4 и рис. 2-5 за нулевую энергию  $W = 0$  условно принята наименьшая энергия, которую могут иметь электроны проводимости, т.е. энергетический уровень нижней границы



Рис. 2-4. Распределение по энергии электронов проводимости в металле при 0 К (функция распределения Ферми-Дирака).

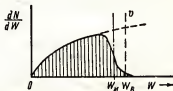


Рис. 2-5. Распределение по энергии электронов проводимости в вольфраме при 3000° К.

зоны проводимости и все остальные значения энергии, в том числе и энергия  $W_m$ , отсчитываются от этого условного нуля.

Кривая, приведенная на рис. 2-4, показывает, что при 0° К максимальная энергия электронов проводимости в металле равна  $W_m$ . Теория утверждает, что все возможные уровни энергии, лежащие ниже  $W_m$ , при температуре абсолютного нуля целиком заполнены электронами. Область заполненных уровней на рис. 2-4 заштрихована.

При повышении температуры металла тепловая энергия, сообщенная ему, частично передается электронам проводимости. Чем выше энергия данных электронов, тем большее их количество приобретает дополнительную энергию и переходит на более высокие энергетические уровни, превышающие  $W_m$ . Вследствие этого при температуре металла, отличной от абсолютного нуля, кривая распределения электронов проводимости по энергиям приобретает вид, показанный на рис. 2-5. Однако большая часть тепловой энергии, сообщенной металлу, расходуется на тепловую вибрацию атомов и лишь небольшая ее часть используется на увеличение энергии электронов проводимости.

Значение характеристической энергии Ферми  $W_m$  можно определить из выражения:

$$W_m = \left( \frac{3N}{2c} \right)^{2/3} = 3,64 \cdot 10^{-19} N^{2/3}, \quad (2-17)$$

где  $N$  — число валентных электронов в единице объема металла.

Поскольку  $N$  зависит от физических свойств каждого данного конкретного металла, то  $W_m$  будет иметь различные значения для разных металлов.

Величина характеристической энергии Ферми играет важную роль в электронике еще и потому, что электроны, обладающие подобной энергией, уже утрачивают связь с кристаллической решеткой и удерживаются внутри металла только поверхностными силами. Для металли-

ческих проводников значение  $W_m$  при  $0^\circ\text{K}$  всегда соответствует верхней границе заполненной зоны проводимости, т.е. равно наибольшему значению энергии электронов в металле.

В полупроводниках и диэлектриках положение иное, что будет показано в последующих главах.

## 2-5. Поверхностный потенциальный барьер и эмиссия электронов

Поверхностные слои кристаллической решетки металла испытывают различные воздействия со стороны свободного пространства и внутренних слоев решетки. Вследствие этого на поверхности металлов возникают особые электрические силы, которые образуют поверхностный потенциальный барьер, удерживающий электроны в металле. Следовательно, чтобы выйти из металла, электрон должен обладать энергией, достаточной для преодоления поверхностного потенциального барьера, и скоростью, направленной наружу.

Распределение по энергии подобных электронов показано на рис. 2-6. При повышенной температуре металла, т.е. при  $T^\circ > 0^\circ\text{K}$ , рассматриваемая кривая асимптотически приближается к оси абсцисс; это означает, что среди электронов в металле будут находиться и такие, у которых скорость движения в направлении к поверхности весьма велика.

Обозначим энергию, которую должен иметь электрон для того чтобы выйти за поверхность металла, через  $W_B$  и отметим это значение на оси абсцисс рис. 2-6 и на графике распределения электронов по энергии (рис. 2-5). Легко показать, что при повышении температуры металла в нем возникает некоторое количество электронов, имеющих энергию и скорость, достаточные для выхода из металла. Эти электроны и образуют ток эмиссии.

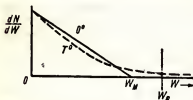


Рис. 2-6. Распределение по энергии электронов, имеющих составляющие скорости, направленные нормально к поверхности металла.

В рассматриваемом случае дополнительная энергия, достаточная для преодоления поверхностного барьера, сообщается электронам за счет тепловой энергии металла и потому эмиссия электронов из металла в данном случае называется термоэлектронной.

Однако дополнительную энергию, необходимую для возникновения эмиссии, можно сообщать электронам проводимости различными способами, в

зависимости от которых электронная эмиссия получает свое название. Если дополнительная энергия сообщается электронам в металле за счет световой или лучистой энергии, т.е. за счет фотонов, эмиссия называется фотоэлектронной. В случаях, когда дополнительная энергия подводится к электронам механически, путем бомбардировки металла пучком первичных электронов или ионов, возникает явление вторичной эмиссии. Если же дополнительная энергия сообщается

электронам за счет воздействия сильного электрического поля, эмиссия называется автоэлектронной.

В практических условиях нередко возникают и комбинированные виды эмиссии, являющиеся результатом одновременного воздействия на металл нескольких физических факторов.

Величина поверхностного потенциального барьера  $W_B$  зависит от природы металла и от состояния его поверхности. Значение поверхностной энергии  $W_B$  зависит также от степени и характера загрязнений поверхности, от покрытия иным металлом, от наличия или отсутствия на его поверхности атомной пленки адсорбированного газа, от ориентации кристаллических осей металла относительно общей поверхности металлического тела и т.д.

Хотя электроны в металле обладают различной энергией, соответственно чему требуют различного количества дополнительной энергии для выхода за поверхность металла, в явлениях эмиссии участвуют в основном те электроны проводимости, которые обладают внутри металла наибольшей энергией, т.е. находятся на уровне Ферми. Поэтому добавочная энергия, необходимая для обеспечения эмиссии подобных электронов, равна разности между энергией поверхностного потенциального барьера  $W_B$  и характеристической энергией Ферми  $W_m$ , свойственной электронам с наибольшей энергией при 0°K. Эта разностная энергия называется работой выхода для данного материала. Обычно она выражается в электроновольтах и обозначается  $W_w$

$$W_w = W_B - W_m. \quad (2-18)$$

Так как работа выхода зависит от состояния поверхности, и в частности от ее чистоты, получение неизменных результатов, точно повторяющихся при количественных измерениях затруднительно. Значения эмиссионных постоянных для некоторых металлов приведены в табл. 2-1 и представляют наиболее достоверные результаты измерения работы выхода.

Таблица 2-1

Значения эмиссионных постоянных для некоторых металлов

Материал	$A_{\text{в}},$ $\text{а/м}^2/\text{град}^2$	$B,$	$W_w,$ $\text{эВ}$	Точка плавления, °K
Уголь	$60,2 \cdot 10^4$	50 300	4,34—4,7	—
Цезий	$16,2 \cdot 10^4$	21 000	1,80—1,81	301
Молибден	$60,2 \cdot 10^4$	50 900	$4,3 \div 4,38$	2895
Никель	$26,8 \cdot 10^4$	32 100	$2,77 \div 5,0$	1725
Платина	$32,0 \cdot 10^4$	61 700	$5,32 \div 6,0$	2047
Тантал	$60,2 \cdot 10^4$	47 200	$4,07 \div 4,1$	3123
Торий	$60,2 \cdot 10^4$	38 900	$3,35 \div 3,4$	2118
Вольфрам	$60,2 \cdot 10^4$	52 400	4,52	3658

Для определения тока эмиссии, который можно получить с единицы поверхности определенного материала при заданной температуре, необходимо снова обратиться к графику распределения электронов по энергии при температуре  $T^{\circ} > 0^{\circ}\text{K}$  (рис. 2-6). Определив число электронов, обладающих энергией, достаточной для выхода из металла, необходимо найти уравнение, выражающее закон распределения электронов энергии при заданной температуре  $T$ , проинтегрировать его в пределах от  $W_w$  до бесконечности и далее для вычисления тока эмиссии умножить полученный результат на среднюю скорость электронов и заряд электрона.

Обычно выражение для тока термоэлектронной эмиссии  $I_s$  представляют в виде:

$$I_s = A_0 S T^2 e^{-b_0/T}, \quad (2-19)$$

где  $A_0 = 4\pi mek^2/h^3$  — универсальный коэффициент пропорциональности,  $a/m^2/\text{рад}^2$ ;

$S$  — площадь эмиттирующей поверхности,  $m^2$ ;

$T$  — температура поверхности,  $^{\circ}\text{K}$ ;

$b_0 = eW_w/k = 11600 W_w$ ;

$k$  — постоянная Больцмана, равная  $1,380 \cdot 10^{-23}$  джс/ $^{\circ}\text{K}$ .

Выражение (2-19) известно под названием уравнения Дэшмена по имени ученого, открывшего выражаемые им закономерности.

Несколько иное уравнение тока термоэлектронной эмиссии, близкое к рассматриваемому, было выведено другим ученым — Ричардсоном.

Дэшмен показал, что термоэмиссионная постоянная  $A_0$  является универсальным коэффициентом, равным 120,4 для всех материалов. Из опыта, однако, следует, что для реальных эмиттирующих поверхностей эта постоянная имеет иную, значительно меньшую величину, зависящую от материала и состояния его поверхности (табл. 2-1). Расхождение между теоретическим и экспериментальным значением постоянной  $A_0$  обусловлено отражением части эмиттируемых электронов от поверхности обратно в металл.

Уравнение Дэшмена позволяет определить ток эмиссии, который можно получить от какого-либо металла с известными свойствами при заданной температуре  $T$ . Оно служит исходным выражением при проектировании электронных и ионных приборов с термоэлектронным накалимым эмиттером. Максимальный ток, который можно получить от термоэлектрического эмиттера, т.е. от источника термоэлектронной эмиссии, называется током насыщения при данной температуре. Данное уравнение показывает, что ток эмиссии резко возрастает при повышении температуры. С повышением температуры резко возрастает скорость испарения материала эмиттера и сокращается его срок службы. Поэтому эмиттеры электронных ламп должны работать в весьма узком и строго определенном интервале рабочих температур, причем нижний предел температуры определяется возможностью получения достаточ-

ной эмиссии, а верхний — процессами испарения или плавления эмиттирующего материала.

Кривая зависимости тока эмиссии вольфрама в функции от температуры в обычном интервале рабочих температур приведена на рис. 2-7.

Эмиссионные постоянные  $A_0$ ,  $b_0$  для любого эмиттера можно определить из экспериментальных данных, выражающих аналогичную зависимость, для чего уравнение Дзшмена необходимо представить в форме:

$$\lg \frac{I_s}{T_2} = \lg A_0 S \frac{0,4343 b_0}{T}. \quad (2-20)$$

Если изобразить графически зависимость  $\lg \frac{I_s}{T_2}$  от  $1/T$ , то должна получиться прямая линия, имеющая угол наклона —  $0,4343b_0$  и отсекающая от оси ординат отрезок, равный  $\lg A_0 S$ ; отсюда можно определить эмиссионные постоянные  $A_0$  и  $b_0$ .

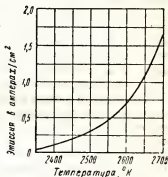


Рис. 2-7. Изменения удельного тока эмиссии вольфрама в зависимости от температуры.

## 2-6. Основные типы термоэлектронных катодов

В электронных лампах электрод, испускающий — эмиттирующий — свободные электроны, обычно называют катодом. К материалам, пригодным для использования в качестве катодов или эмиттеров, предъявляются жесткие требования. Выбор катодных материалов весьма ограничен. Основными свойствами подобного материала являются: малая работа выхода и достаточная механическая прочность, также малая скорость испарения при высоких температурах. В большинстве материалов эти свойства не сочетаются.

В первых электронных лампах материалом для катода служил вольфрам. Хотя его работа выхода велика, но высокая температура плавления и низкая упругость паров позволяют использовать вольфрамовые катоды при 2500—2650°K, причем получается удовлетворительный ток эмиссии и достаточная механическая прочность. Раскаленный вольфрам активно соединяется с парами воды, кислородом и с некоторыми иными газами, поэтому лампы с вольфрамовым катодом должны быть хорошо откачаны. Вследствие чрезвычайно высокой рабочей температуры вольфрамовых катодов на разогрев их затрачивается много электроэнергии, что является существенным недостатком подобных катодов. Удельная эмиссия вольфрама, т.е. ток эмиссии на 1вт мощности, затраченной в цепи накала, составляет от 4 до 20 ма.

Вследствие недостаточной эмиссионной способности, высокой рабочей температуры и низкой экономичности катоды из вольфрама в настоящее время имеют ограниченное применение и используются в основном

в высоковольтных выпрямительных диодах, в мощных генераторных лампах и в рентгеновских трубках.

В 1913 г. Ленгмюр и Роджерс предложили использовать в качестве материала для катодов торированный вольфрам, обладающий повышенной эмиссионной способностью.

Торированный вольфрам представляет сплав вольфрама с 1—2% окиси тория. При изготовлении ламп катоды из торированного вольфрама подвергают специальной обработке — активировке, в результате которой на поверхности катода образуется мономолекулярный слой тория, снижающий работу выхода и резко увеличивающий эмиссионную способность катода. Благодаря этому торированные катоды работают при температуре 1800—2000°K, т.е. значительно более низкой, чем вольфрамовые катоды.

При работе катода из торированного вольфрама торий с его поверхности медленно испаряется, однако одновременно идет разложение окиси тория внутри катода и диффузия освобождающегося металлического тория на поверхность. При нормальной рабочей температуре катода имеется динамическое равновесие между обоими процессами и эмиссионные свойства катода не изменяются. Перекал ведет к резкому возрастанию скорости испарения тория с поверхности катода, недокал вызывает замедление разложения окиси тория внутри катода. Как в том, так и в другом случае количество тория на поверхности уменьшается и эмиссия катода падает. Поэтому катоды из торированного вольфрама требуют еще более строгого соблюдения нормального температурного режима, чем катоды из чистого вольфрама.

Катоды из торированного вольфрама требуют более совершенного, чем вольфрамовые катоды, вакуума, так как при бомбардировке катода ионами остаточных газов поверхностная ториевая пленка разрушается и эмиссия катода падает.

Для замедления процессов испарения тория с поверхности и защиты ториевой пленки от ионной бомбардировки торированные катоды обычно карбидируют, т.е. подвергают дополнительной обработке, в результате которой на поверхности катода образуется защитный слой карбида вольфрама.

Катоды из торированного карбидированного вольфрама значительно более стабильны и долговечны, чем некарбидированные катоды, вследствие чего в реальных лампах применяются, как правило, карбидированные катоды.

Недостатком подобных катодов является их повышенная хрупкость. Лампы с карбидированными катодами следует оберегать от механических толчков, ударов и вибраций.

В 1904 г. Венельт открыл очень высокую эмиссионную способность покрытий, состоящих из окислов щелочно-земельных металлов (бария и стронция).

Однако потребовалось почти 20 лет напряженных исследований, прежде чем лампы с оксидными катодами широко вошли в ламповую технику. В настоящее время почти 95% всех выпускаемых ламп имеют оксидные катоды, так как эти катоды являются наиболее высокоэмис-



сионными, экономичными долговечными и низкотемпературными. Их рабочая температура в зависимости от тока нагрузки лежит в пределах 850—1150°К, экономичность (т.е. ток эмиссии на 1 *вт* мощности, затраченной на разогрев катода до рабочей температуры) более чем в 20 раз выше, чем у вольфрамовых катодов, и срок службы лампы с оксидными катодами при умеренной нагрузке и низких напряжениях составляет несколько тысяч часов, а в специальных долговечных лампах достигает 10 000—20 000 час. и даже 80 000—160 000 час.

В годы, предшествующие второй мировой войне, была открыта способность оксидных катодов отдавать кратковременно — в импульсе — огромный ток эмиссии — около нескольких десятков и даже 100—150 *а* с 1 *см*<sup>2</sup> поверхности. Благодаря этому в современной импульсной технике широко применяются лампы с оксидными катодами.

При повышении удельной нагрузки, использовании высоких напряжений и, особенно, в импульсных режимах срок службы оксидных катодов снижается до 200—500 час., хотя при соответствующей технологической обработке срок службы подобных катодов может достигнуть 1000—2000 час.

Оксидные катоды очень чувствительны к отравлению кислородом, серой, фосфором, мышьяком и некоторыми другими веществами и быстро портятся при ионной бомбардировке. Поэтому при изготовлении ламп с оксидными катодами строго соблюдается «вакуумная гигиена» и требуется особая чистота, а при эксплуатации ламп с оксидными катодами необходимо избегать перегрузки катода, перегрева иных внутренних частей лампы, ведущего к газоотделению и ухудшению вакуума, и использования напряжений, превышающих максимально допустимые для лампы данного типа.

Современные оксидные катоды состоят из ядра, изготавливаемого обычно из никеля или его сплавов, либо из вольфрама или иных материалов, покрытого слоем окислов щелочно-земельных металлов.

Оксидный слой чаще всего наносится на ядро опрыскиванием, хотя в технологии ламп с оксидными катодами известны и иные методы нанесения покрытий. При изготовлении ламп оксидные катоды подвергают специальной обработке, в результате которой на поверхности катода образуется мономолекулярная пленка металлического бария, что обеспечивает очень малую работу выхода и высокую эмиссионную способность катода. По мере испарения бария с поверхности катода, его расход восполняется за счет разложения окиси бария в оксидном покрытии и диффузии освобождающегося металлического бария на поверхность катода. Изменения температурного режима оксидного катода, выходящие за пределы рабочего интервала температур, так же как и в торированных катодах, ведут к потере и порче катода.

Характеристики некоторых материалов для катодов приведены в табл. 2-2.

*Пример.* Плоский оксидный катод в форме диска, покрытого с одной стороны оксидной пленкой, имеет диаметр 3 *мм*. Получен ток эмиссии 5,7 *ма*.

Таблица 2-2

Характеристики материалов для катодов

Материал	$A_0, \frac{a}{\text{м}^2/\text{град}^2}$	$b_0$	$\frac{W}{W_0}, \frac{\text{эВ}}{\text{эВ}}$	Удельная эмиссия, $\text{мА/см}^2$	Рабочая температура, $^\circ\text{K}$
Вольфрам	$60,2 \cdot 10^4$	52 400	4,52	4—20	2500—2600
Торированный вольфрам	$3,0 \cdot 10^4$	30 500	2,6	50—100	1900—2000
Оксидные покрытия	$0,01 \cdot 10^4$	11 600	1,0	100—10 000	1000—1200

Найти рабочую температуру катода. Поверхность катода  $\frac{\pi d^2}{4} =$   
 $= \frac{\pi 0,003^2}{4} = 7,07 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2.$

Подставляя в уравнение термоэлектронной эмиссии

$$I_s = A_0 S T^2 e^{-b_0/T}$$

заданные ( $I_s, S$ ) и известные ( $A_0, b_0$ ) величины, получим  $0,0057 =$   
 $= 0,01 \cdot 10^4 \cdot 7,07 \cdot 10^{-6} T^2 e^{-11600/T}.$

Откуда

$$T^2 e^{-11600/T} = 8,05.$$

Логарифмируя уравнение по основанию 10, имеем:

$$2 \lg T - \frac{11600}{T} 0,4343 = 0,906,$$

где  $0,4343 = \lg e$ , и, выполняя умножение во втором члене левой части, получим

$$2 \lg T - \frac{5030}{T} = 0,906.$$

Это уравнение может быть решено графически, для чего необходимо построить кривые  $2 \lg T = f(T)$  и  $0,906 - \frac{5030}{T} = f(T)$  и найти точку пересечения их.

Можно найти приближенное решение методом подбора. Так как рабочие температуры оксидного катода лежат вблизи  $1000^\circ\text{K}$ , примем для начала  $T = 1000^\circ\text{K}$ ,  $\lg 1000 = 3$ , получим:

$$2 \cdot 3,0 - 5,03 = 0,906,$$

откуда должно удовлетворяться равенство

$$0,97 = 0,906.$$

Требуемое равенство не выполняется, так как значение левой части его немного превышает заданную величину.

Следовательно, первоначальное предположение относительно температуры катода несколько завышено.

Строгое решение показывает, что указанному уравнению удовлетворяет температура  $T=988^{\circ}\text{K}$ .

## 2-7. Цепь накала термоэлектронных катодов

Для разогрева термоэлектронных катодов до рабочей температуры может быть использована энергия любого вида, однако наиболее удобной является электрическая энергия.

Ток, напряжение и мощность, затрачиваемые на разогрев термоэлектронных катодов, называют соответственно током накала, напряжением накала и мощностью накала.

По типу цепи накала термоэлектронные катоды делятся на два основных вида: катод прямого накала и катод косвенного накала (подогревный или эквипотенциальный).

Катоды прямого накала, представляющие тонкую проволоку (нить) или ленту из вольфрама, торированного вольфрама, никеля, либо иного материала разогреваются до рабочей температуры током накала, непосредственно проходящим через катод. Проволочные катоды зачастую называют нитью накала.

Несколько типовых конструкций прямонакальных катодов показано на рис. 2—8, а и б. Вследствие падения напряжений на катоде при прохождении по нему тока накала, потенциал отдельных его участков неодинаков, в результате чего при работе лампы ток, поступающий на анод с различных участков катода, будет различным. Наибольший ток идет через отрицательный конец катода (в прямонакальных катодах обычно этот участок перегорает).

В катодах косвенного накала собственно катод и цепь накала электрически отделены друг от друга. В оксидных подогревных катодах сам катод чаще всего имеет вид небольшой трубочки из никеля или другого материала, покрытого снаружи слоем оксидов щелочно-земельных металлов. С этой поверхности и происходит эмиссия электронов.

Во внутри трубочки—керна помещается электрически изолированный от нее подогреватель, играющий роль миниатюрной «электрической печки» (рис. 2—8, в, г). Здесь функция накала и эмиттера разделены, а сам эмиттер полностью эквипотенциален, т. е. все участки катода имеют один и тот же потенциал.

Применяются различные виды проволочных подогревателей, изготовляемых из чистого вольфрама или из сплава вольфрама и молибдена и перед вставлением в катодную трубку покрываемых изоляционным слоем из оксида алюминия (алунда). Такая конструкция обладает значительной тепловой инерцией. Поэтому для разогрева подогревателя можно применять переменный ток, так как не создается заметных периодических изменений температуры катода, которые могли бы вызвать флуктуации тока эмиссии. Катоды косвенного накала широко применяются в приемноусилительных и иных электронных лампах.

В прямонакальных катодах отрезок нити накала, покрытый окислами, можно сложить вдвое или предать ему волнистую форму, что позво-

лит понизить теплоизлучение катода. Для дальнейшего снижения потерь на тепловое излучение (рис. 2-8, *д*) его можно окружить тепловым экраном из полированного никеля. Мощные оксидные подогревные катоды с тепловыми экранами широко применяются в газоразрядных выпрямительных лампах. В одной из типовых конструкций подобного катода покрытые оксидом радиальные ребра закрепляются на метал-

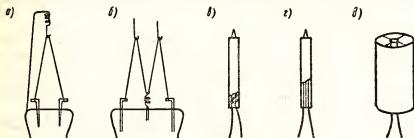


Рис. 2-8. Катоды: *а* — J-образный; *б* — М-образный; *в* — со спиральным подогревателем; *г* — со складчатым подогревателем; *д* — с тепловым экраном.

лической трубке малого диаметра, внутри которой находится подогреватель. Трубка с ребрами окружена наружным тонкостенным никелевым цилиндром, являющимся тепловым экраном.

При уменьшении теплоизлучения катода уменьшается и расход энергии, затрачиваемой на его разогрев до рабочей температуры, т.е. возрастает экономичность катода.

В катодах с тепловым экраном получают обычно внутренние полости, откуда трудно извлекать электроны и где могут образовываться их скопления, т.е. отрицательные пространственные заряды высокой плотности, ухудшающие работу лампы. Такие катоды применяются только в газонаполненных лампах, в которых имеется много положительных ионов газа, нейтрализующих отрицательные объемные заряды.

**Безнакальные термозлектронные катоды.** В последние годы начали выпускаться высокотемпературные сверхминиатюрные лампы, называемые термоионными микромодулями (ТММ), в которых цепь накала отсутствует и катод разогревается до рабочей температуры за счет высокой температуры (500—700°C) окружающей среды.

Подобные лампы одного из конструктивных вариантов имеют вид короткого полого цилиндра диаметром 8 мм и высотой 9 мм. Наружная оболочка ламп изготавливается из титанатовой керамики, внутри которой помещены дисковые плоско-параллельные электроды (катод, сетка, анод).

При работе лампы и иные элементы микромодульной схемы (конденсаторы, сопротивления и др.), имеющие такое же вид коротких цилиндров диаметром 8 мм, собирают в цилиндрический столбик. Последний помещают в кожух с хорошей теплоизоляцией, внутри которого за счет тепла, выделяемого различными элементами схемы, устанавливается температура, достаточная для работы безнакального катода.

## 2-8. Фотоэлектронная эмиссия

Согласно общепринятой волновой теории свет, или лучистая энергия, состоит из отдельных порций—квантов энергии, причем энергия кванта связана с частотой электромагнитного излучения соотношением:

$$W = hf = \text{квант энергии (дж)}, \quad (2-21)$$

где  $h$  — постоянная Планка, равная  $6,624 \cdot 10^{-34}$  дж/сек;

$f$  — частота электромагнитных колебаний, гц.

Каждая подобная «порция» электромагнитной колебательной энергии называется также фотоном.

Если квантовая энергия фотона равна или превышает работу выхода с поверхности некоторого материала, то фотон, падая на поверхностный атом, может вызвать выделение одного свободного электрона. Испускание электрона происходит менее чем через  $10^{-9}$  сек. после падения света.

Интенсивность светового излучения определяется количеством содержащихся в нем фотонов. Благодаря этому увеличение интенсивности облучения вызывает рост тока фотоэлектронной эмиссии.

Рассмотренные выше закономерности фотоэлектронной эмиссии выражаются уравнением

$$hf = eW_w + \frac{mv^2}{2}. \quad (2-22)$$

Уравнение (2-22) показывает, что энергия падающего фотона передается электрону в виде энергии  $eW_w$ , затрачиваемой на преодоление работы выхода и на составляющую  $\frac{mv^2}{2}$ , определяющую кинетическую энергию движущегося свободного электрона после его выхода из вещества.

Не каждый фотон вызывает эмиссию электрона, так как многие фотоны отражаются поверхностью облучаемого тела.

Для каждой данной поверхности работа выхода  $eW_w$  является величиной постоянной. Можно показать, что имеется некоторый минимум энергии фотона, или минимальное пороговое значение частоты  $f_{\min}$ , при котором еще может возникнуть фотоэмиссия. Пороговое значение частоты электромагнитного излучения

$$f_{\min} = \frac{eW_w}{h}. \quad (2-23)$$

Если электромагнитное излучение, облучающее данную поверхность, будет иметь меньшую частоту, фотоэлектронная эмиссия не возникнет.

Рассмотренные выше соотношения положены в основу одного из методов измерения работы выхода различных материалов, основанного на измерении пороговой частоты фотоэмиссии.

Экспериментальные данные, полученные при измерении пороговой частоты фотоэмиссии для очень чистых поверхностей, хорошо совпадают с величинами, определяемыми из законов термоэлектронной эмиссии.

Наилучшими материалами для фотокатодов являются вещества с малой работой выхода.

Используя для фотокатодов цезий, калий, рубидий, натрий или литий в комбинации с кислородными или водородными пленками, можно получить достаточную для практических целей фотозмиссию во всем диапазоне световых частот. Один из типовых светочувствительных слоев образуется осаждением мономолекулярной пленки цезия на слой окиси цезия, расположенный на поверхности серебра. Процессы осаждения светочувствительных пленок требуют большого опыта и строжайшего соблюдения вакуумной гигиены, так как малейшие загрязнения могут испортить фотокатод.

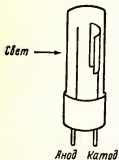


Рис. 2-9. Типовая конструкция фотоэлемента.

с длиной волны 5200 ангстрем ( $\text{\AA}$ ).

Вакуумные электронные приборы, в которых при световом излучении возникает электронный ток, называются фотоэлементами (рис. 2-9).

**Пример.** С некоторой поверхности излучается электрон, обладающий энергией 0,67 эв, после того как эта поверхность была облучена светом

Какова работа выхода этой поверхности? Напомним, что ангстрем является единицей длины, равной  $10^{-10}$  м.

$$\text{Частота светового потока } f = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8}{5,2 \cdot 10^{-7}} = 5,76 \cdot 10^{14} \text{ гц.}$$

Так как  $W_w = \frac{hf}{e} - \frac{mv^2}{2e}$ , где  $mv^2/2e$  — избыточная энергия, равная по условию 0,67 эв, работа выхода будет равна

$$W_w = \frac{6,62 \cdot 10^{-34} \cdot 5,76 \cdot 10^{14}}{1,60 \cdot 10^{-19}} - 0,67 = 2,38 - 0,67 = 1,71 \text{ эв.}$$

## 2-9. Вторичная и автоэлектронная эмиссия

Электронам, находящимся внутри твердого тела, можно сообщить энергию, достаточную для выхода из вещества, путем механического удара иона или внешнего свободного электрона о поверхность исследуемого материала. Излучение электронов при бомбардировке вещества электронами или ионами называется вторичной эмиссией, а излученные электроны — вторичными электронами. Частицы, ударяющиеся о поверхность и вызывающие эмиссию, называются первичными электронами или первичными ионами. Вторичную эмиссию можно вызвать бомбардировкой некоторого материала (проводника или диэлектрика) потоком первичных электронов или других частиц, обладающих высокой энергией. Эмиттируемые вторичные электроны будут притягиваться к любому близлежащему электроду с более высоким положительным потенциалом, чем вторично-эмиссионный катод, и образуют поток зарядов, идущий от облучае-

мой поверхности, в то время как поток первичных частиц несет заряды в направлении к данной поверхности.

Среднее число вторичных электронов, излучаемых на один первичный электрон или иную частицу, ударяющуюся о поверхность, называется коэффициентом вторичной эмиссии и обозначается буквой  $\delta$ . Для некоторых поверхностей коэффициент  $\delta$  достигает 10 и больших значений.

Вторичная эмиссия зависит от состояния поверхности и работы выхода облучаемого вещества и от энергии и угла падения первичных электронов или иных частиц, бомбардирующих вторично-эмиссионный катод.

С возрастанием энергии первичных электронов коэффициент вторичной эмиссии вначале плавно увеличивается, переходит через максимум и далее медленно убывает. Кривые зависимости коэффициента  $\delta$  от энергии первичных электронов для некоторых поверхностей приведены на рис. 2-10. Значение энергии первичных электронов, соответствующее максимуму  $\delta$ , зависит от характера вторично-эмиссионного катода и имеет порядок нескольких сотен электронов-вольт. Энергия вторичных электронов невелика и для основной их массы не превосходит нескольких электронов-вольт.

Материалы, используемые для вторично-эмиссионных катодов, должны обладать малой работой выхода и высокой стойкостью относительно электронной бомбардировки. Катоды с высокой вторично-эмиссионной способностью имеют сложный поверхностный состав, во многих отношениях сходный с таковым для фотокатодов.

Примером одной из лучших вторично-эмиссионных поверхностей с высоким коэффициентом  $\delta$  является комбинация цезий—окись цезия. Примером материала с низким коэффициентом вторичной эмиссии может служить чистый графит.

В некоторых лампах в качестве источника свободных электронов используется вторично-эмиссионный катод. Подобные катоды не требуют разогрева и потому часто называются холодными, хотя в ряде случаев их температура при работе вследствие электронной или ионной бомбардировки может быть достаточно высока.

За последние годы широкое распространение получили холодные катоды нового типа, которые в настоящее время используют в различных (приемно-усилительных, генераторных и газоразрядных) лампах, в электронно-лучевых трубках и др.

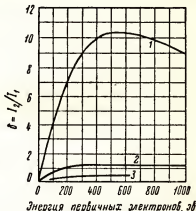


Рис. 2-10. Коэффициенты вторичной эмиссии.

1 — для поверхности Cs—SrO—Ag; 2 — для никеля; 3 — для карбонизированного никеля.

Эти катоды отдают такую же эмиссию, как и термоэлектронные обычных типов, но при работе не требуют для поддержания эмиссии ни света, ни тепла.

Запуск рассматриваемых холодных катодов осуществляется бомбардировкой их потоком первичных электронов при мощности запуска около 0,1 от мощности накала обычных ламп. По истечении процесса запуска, продолжающегося около 1 сек., цепь запуска выключается и в дальнейшем для поддержания эмиссии достаточен ток около 10 *ма*.

Хотя эти катоды уже получили широкое практическое применение, механизм их работы пока не ясен.

Если поверхность вещества подвергнуть воздействию электрического поля высокой напряженности, то можно получить эмиссию электронов при обычных температурах. Сильное электрическое поле соответствующей полярности снижает поверхностный потенциальный барьер и создает условия для выхода свободных электронов из вещества.

При градиентах электрического поля примерно  $10^6$  в/см ток эмиссии достигает больших величин. Такая эмиссия называется автоэлектронной.

Частичное снижение энергии поверхностного потенциального барьера под действием электрического поля заметно и при более низких напряжениях; это явление получило название эффекта Шоттки.

Градиент электрического поля между двумя близко расположенными электродами или между острием и плоскостью, либо между тонкой проволокой и окружающим ее цилиндром, может достигнуть очень больших значений, даже при отсутствии высоких напряжений.

При проектировании различных высоковольтных ламп, и в частности высоковольтных рентгеновских трубок, а также и высоковольтных выпрямительных и генераторных ламп для предотвращения опасности возникновения паразитной автоэлектронной эмиссии, нарушающей нормальную работу лампы и могущей привести ее к гибели, необходимо использовать обтекаемые конструктивные формы, исключающие возможность возникновения высоких градиентов электрического поля, и применять специальные защитные экраны.

## 2-10. Пространственный заряд в диоде с термоэлектронным катодом

Электроны, излучаемые накалившимся катодом, могут обладать энергией, превышающей работу выхода, и, следовательно, при выходе из катода будут иметь небольшие начальные скорости. Наиболее вероятное значение начальной энергии электронов зависит от температуры катода и может быть определено из выражения  $W_0 = 2kT/e$ . Для эмиттера, имеющего температуру 1000 °К, наиболее вероятное значение начальной энергии эмиттируемых электронов равно всего 0,17 эв. Начальная энергия электронов обычно мала по сравнению с энергией, сообщаемой электронам за счет напряжений, подаваемых на электроды лампы.

Если в двухэлектродной лампе — диоде, не включая анодного напряжения, катод разогреть до рабочей температуры, эмиттируемые им элек-



троны постепенно заполняют своими отрицательными зарядами весь внутренний объем лампы, причем наибольшая плотность объемного заряда будет непосредственно около катода. Образующееся отрицательное электрическое поле объемного заряда будет отталкивать обратно к катоду вновь эмиттируемые электроны и часть их возвратится в катод. Состояние равновесия наступит тогда, когда поле пространственного заряда

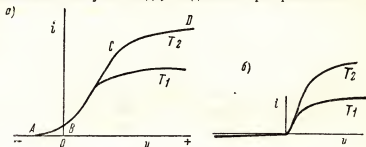


Рис. 2-11. Вольт-амперные характеристики диода с вольфрамовым катодом при двух различных температурах катода (а). Осциллограмма вольт-амперных характеристик реального диода (б).

окажется достаточно сильным для того, чтобы в каждый данный момент времени количества вновь эмиттируемых и возвращающихся в катод электронов стали равны.

При этих условиях результирующий ток эмиссии катода будет равен нулю.

Подадим теперь на анод напряжение положительное относительно катода. Тогда электроны потекут к аноду, причем некоторые из них достигнут анода и уйдут из внутреннего объема лампы. В результате уменьшится плотность объемного заряда и его отталкивающее действие на вновь эмиттируемые электроны. Новое состояние равновесия наступит при равенстве числа электронов, эмиттируемых катодом, числу электронов, отбираемых от объемного заряда анодом. При изменении подаваемого на анод напряжения изменится и ток, текущий в цепи анода.

Графическое изображение зависимости анодного тока от анодного напряжения диода (рис. 2-11) представляет вольт-амперную характеристику двухэлектродной лампы или диода. Из рассмотрения характеристики следует, что диод является нелинейным элементом электрической цепи, так как зависимость между током и напряжением диода не подчиняется закону Ома, что объясняется влиянием на рассматриваемую зависимость условий динамического равновесия объемного заряда.

Вольт-амперная характеристика диода состоит из трех участков. Участок  $A-B$  — область отрицательных и весьма малых, близких к нулю, положительных значений анодного напряжения. При отрицательных анодных напряжениях анодный ток диода возникает за счет тех электронов, которые при выходе из катода обладают уже начальной энергией, достаточной для преодоления отталкивающего действия

отрицательного анодного напряжения. Количество подобных электронов невелико и потому анодный ток на участке  $A-B$  также мал.

Участок  $C-D$  называется областью насыщения; здесь напряжение на аноде достаточно для того, чтобы собрать все электроны, эмиттируемые катодом. Поэтому как только анодное напряжение достигнет определенного значения, называемого напряжением насыщения, т.е. в области насыщения, анодный ток не будет изменяться с увеличением напряжения.

Это положение иллюстрирует так же рис. 2-11, б, на котором приведены осциллограммы двух вольт-амперных характеристик реального диода с вольфрамовым катодом, одна из которых соответствует температуре катода  $T_1$ , а вторая — более высокой температуре —  $T_2$ .

Осциллограммы представляют собой не теоретические графики, а кривые изображения реальных зависимостей между напряжениями, токами и иными величинами, получаемые опытным путем при изучении разнородных схем, устройств и их элементов, а также при исследовании самых различных процессов.

Для преобразования изучаемых зависимостей в видимые изображения используются специальные электронные приборы — электронно-лучевые трубки, которые рассмотрены ниже, в разделе 3-18.

Фотографии осциллограмм, обычно называемые для краткости осциллограммами, будут широко использованы для иллюстрации рассматриваемых соотношений и в последующем изложении.

Возвращаясь к осциллограммам, приведенным на рис. 2-11, б, отметим, что ток насыщения диода при более высокой температуре катода  $T_2$  значительно больше, чем при температуре  $T_1$ , что и естественно, так как ток эмиссии термоэлектронного катода возрастает с повышением его температуры.

У оксидных и торированных катодов столь ясно выраженной области насыщения не наблюдается; ток эмиссии подобных катодов продолжает заметно нарастать по мере увеличения напряжения на аноде, что обусловлено появлением дополнительной автоэлектронной эмиссии.

На участке  $B-C$  ток диода ограничивается наличием отрицательного, пространственного заряда, поскольку приложенное напряжение недостаточно для отбора всех электронов эмиттируемых катодом.

Как говорилось выше, равновесное состояние при этих условиях будет достигнуто, если разность между числом электронов, эмиттируемых катодом и возвращаемых полем объемного заряда обратно в катод, становится равным числу электронов, уходящих на анод. Если число электронов, покидающих прикатодную область, больше числа электронов, притягиваемых анодом, плотность пространственного заряда будет увеличиваться до тех пор, пока возрастающее отталкивающее действие электрического поля объемного заряда не уменьшит число электронов, покидающих катод, до уровня, соответствующего новому равновесному состоянию. При повышении анодного напряжения анодный ток диода возрастает, плотность пространственного заряда уменьшается и возникает новое состояние равновесия, соответствующее увеличенной ско-

рости движения электронов к аноду. Именно таким образом отрицательный заряд в пространстве между катодом и анодом и ограничивает величину анодного тока.

Влияние пространственного заряда на характер распределения потенциала в междуэлектродном пространстве диода показано на рис. 2-12. В диоде с плоскопараллельными электродами при отсутствии пространственного заряда (т.е. при холодном катоде) распределение потенциала в междуэлектродном пространстве имеет линейный характер и может быть представлено графически в виде наклонной прямой (прямая 1, рис. 2-12).

Когда же температура и эмиссия катода станут достаточно велики и в междуэлектродном пространстве появится большое количество электронов, распределение потенциала между катодом и анодом диода изменится.

При высокой плотности объемного заряда и малом анодном токе вблизи катода образуется столь «густое» скопление электронов, что потенциал этой части междуэлектродного пространства становится ниже потенциала катода, причем на определенном участке образуется минимум потенциала (кривая 2, рис. 2-12).

Этот минимум играет роль катода в электронных процессах лампы и потому называется виртуальным, т.е. действующим катодом.

Минимум потенциала и прилегающая к нему область отрицательного объемного заряда высокой плотности снижает собственные шумы лампы, ухудшающие работу радиозлектронных устройств, защищает катод от ионной бомбардировки и экранирует его от непосредственного воздействия электрического поля, создаваемого напряжением на аноде и иных электродах лампы.

При достаточно большом анодном токе и малом «запасе» (не используемой части) эмиссии катода прикатодный минимум потенциала образоваться не может и распределение потенциала в междуэлектродном пространстве диода будет иметь вид, соответствующий кривой 3 на рис. 2-12. Аналогичное распределение потенциала будет и в случае, если все электроны выйдут из катода с нулевыми скоростями.

Обычно начальные скорости электронов не оказывают существенного влияния на среднюю часть вольт-амперной характеристики диода (участок  $b-c$  характеристики, рис. 2-10), наиболее важную для работы данных ламп в реальной аппаратуре. Поэтому при выводе приближенного уравнения вольт-амперной характеристики диода можно пренебречь начальными скоростями эмиттируемых электронов, что значительно упрощает задачу.

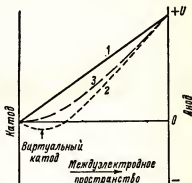


Рис. 2-12. Распределение потенциала между электродами диода.

1 — при отсутствии пространственного заряда; 2 — при начальной скорости электронов, не равной нулю, и наличии пространственного заряда; 3 — при нулевых начальных скоростях электронов.

Допустим, что имеются две бесконечные плоскопараллельные поверхности, одна из которых является катодом и вторая — анодом лампы, причем расстояние между поверхностями равно  $d$ , катод нагрет до рабочей температуры и отдает заданную эмиссию.

Если за 1 сек. через 1  $m^2$  произвольной параллельной электродам плоскости в междueleктродном пространстве проходит  $n$  электронов и скорость движения их к аноду равна  $v$ , то плотность тока, приходящегося на единицу поверхности катода или анода, будет

$$j = -nev = -\rho v, \quad (2-24)$$

где  $\rho$  — плотность объемного заряда в кулонах на один кубический метр.

В случаях, когда начальную скорость электронов принимают равной 0, получим, что скорость электрона в точке  $x$  междueleктродного пространства, потенциал которой равен  $U_x$ , может быть определена из уравнения

$$\frac{mv^2}{2} = eU_x. \quad (2-25)$$

Распределение напряженности электрического поля в пространстве, занятом электрическими зарядами, выражается уравнением Пуассона:

$$-\frac{dE}{dx} = \frac{d^2U_x}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon_v}, \quad (2-26)$$

где  $\epsilon_v$  — диэлектрическая проницаемость свободного пространства, равная  $10^{-9}/36 \pi$ .

Подставляя выражения (2-24) и (2-25) в уравнение Пуассона, получаем

$$\frac{d^2U_x}{dx^2} = \frac{j}{\epsilon_v \sqrt{\frac{2U_x e}{m}}}.$$

Отсюда находим плотность тока в сечении, проходящем через точку  $x$

$$j = \frac{9\epsilon_v}{4} \sqrt{\frac{2e}{m}} \frac{U_x^{3/2}}{x^2} a/m^2.$$

Подставив в полученное выше уравнение вместо  $x$  расстояние между анодом и катодом  $d$  и вместо  $U_x$  анодное напряжение  $U_a$ , получим:

$$j = 2,34 \cdot 10^{-6} \frac{U_a^{3/2}}{d} a/m^2. \quad (2-27)$$

Выражение (2-27) является уравнением Ленгмюра—Чайльда, или законом степени трех вторых. Оно показывает, что на участке  $b$ — $c$  вольт-амперной характеристики анодный ток диода является нелинейной функцией анодного напряжения и не зависит от температуры катода (при условии, что эмиссия катода достаточно велика и ток  $u$  меньше тока насыщения).

Так как начальными скоростями электронов мы пренебрегли, то поле у поверхности катода принималось равным нулю. Это предположение не вполне справедливо: в реальных лампах действующим является виртуальный катод, потенциал которого не равен нулю, и расстояние от которого до анода несколько меньше, чем расстояние до реального катода.

Расположение и потенциал виртуального катода зависят от эмиссионной способности реального катода, а следовательно, и от его температуры, поэтому в действительности ток, протекающий в анодной цепи диода, работающего в условиях ограничения тока пространственным зарядом, будет несколько зависеть от температуры катода.

Вследствие того, что работа электронных ламп в большинстве случаев совершается в условиях ограничения тока пространственным зарядом уравнение Ленгмюра—Чайльда играет в электронике весьма важную роль.

Для лампы с цилиндрическим анодом и коаксиальным катодом ток, ограниченный пространственным зарядом, выражается уравнением:

$$i_a = 14,6 \cdot 10^6 \frac{l}{r_a} \cdot \frac{U_a^{3/2}}{\beta^2}, \quad (2-28)$$

где  $l$  — длина анода;

$r_a$  — радиус анода;

$\beta^2$  — функция  $r_a/r_k$ , т.е. отношения радиуса анода к радиусу катода.

Если это отношение превышает 7, то величину  $\beta$  можно без существенной ошибки считать равной единице.

Итак, в электронных лампах, работающих в условиях ограничения тока пространственным зарядом, анодный ток пропорционален приложенному напряжению в степени  $3/2$ , причем это соотношение справедливо при любой конфигурации электродов. Рассматриваемое соотношение является аналитическим подтверждением нелинейности характеристик электровакuumного диода.

## 2-11. Управление током электронных ламп при помощи сетки. Триод

В 1907 г. Ли-де-Форест поместил между катодом и анодом диода проволочную решетку или сетку и создал, таким образом, трехэлектродную лампу, или триод. Сетка способна осуществлять плавное управление анодным током триода. Следовательно, триод является реле с плавным управлением. Обычно на сетку подается отрицательное относительно катода напряжение около нескольких вольт. Находясь между катодом и анодом, сетка влияет и на распределение потенциала в междueleктродном пространстве лампы.

В триоде напряженность поля у поверхности катода зависит не только от анодного напряжения, но и является функцией напряжения на сетке

$U_c$ . Вследствие того, что сетка располагается ближе к катоду, чем анод, изменение напряжения на сетке влияет на величину анодного тока во много раз сильнее, чем изменение анодного напряжения.

Определив экспериментально, какие приращения анодного и сеточного напряжения  $\Delta U_a$  и  $\Delta U_c$  оказывают равное влияние на величину анодного тока, и взяв отношение этих приращений, получим коэффициент усиления лампы  $\mu$ .

Из определения коэффициента усиления триода следует, что изменение анодного напряжения на 1 в влияет на анодный ток в  $\mu$  раз слабее, чем изменение на 1 в напряжения на сетке.

Следовательно, уравнение анодного тока триода можно представить следующим образом:

$$i_a = f\left(U_c + \frac{U_a}{\mu}\right). \quad (2-29)$$

Выражение (2-29) широко используется при изучении работы триода.

Опыт показывает, что функциональная зависимость (2-29) приближенно может быть выражена формулой

$$i_a = K \left(U_c + \frac{U_a}{\mu}\right)^\alpha, \quad (2-30)$$

где  $\alpha$  — приближенно равно 3/2.

Коэффициент пропорциональности  $K$  называется проводимостью лампы и выражается в амперах на вольт в степени 3/2. Логарифмируя уравнение (2-30), получаем:

$$\ln i_a = \ln K + \alpha \ln \left(U_c + \frac{U_a}{\mu}\right).$$

При графическом построении зависимости

$$\ln i_a = f \left[ \ln \left( U_c + \frac{U_a}{\mu} \right) \right]$$

получим наклонную прямую, причем значения  $\alpha$  и  $K$  можно найти по углу наклона прямой и по точке пересечения ее с осью абсцисс.

Экспериментальное подтверждение нелинейной зависимости между анодным током и сеточным напряжением триода дает осциллограмма, приведенная на рис. 2-13. Осциллограмма представляет кривую изменения анодного тока триода в функции от сеточного напряжения при неизменном анодном напряжении для одного из реальных триодов.

Данная осциллограмма показывает, что анодный ток уменьшается до нуля при некотором значении отрицательного напряжения на сетке, называемом напряжением отсечки. В действительности, анодный ток стремится к нулю асимптотически, поэтому напряжение отсечки не является строго определенной величиной. Зачастую, с достаточной для практики точностью, вместо реальной криволинейной характеристики, можно пользоваться упрощенной характеристикой, имеющей вид наклонной прямой.

Продолжив эту прямую до пересечения с осью абсцисс (рис. 2-14), при анодном токе, равном нулю, получаем идеализированное напряжение отсечки

$$U_{c_0} = -\frac{U_a}{\mu} + K,$$

где  $K$  — постоянная, зависящая от конструкции лампы.

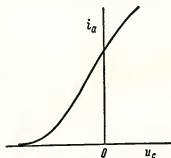


Рис. 2-13. Кривые зависимости анодного тока от напряжения на сетке (анодно-сеточные характеристики) триода, иллюстрирующие нелинейный характер этой зависимости.



Рис. 2-14. Определение реального и идеализированного значений напряжения отсечки анодного тока.

Так как обычно на сетку подается отрицательное напряжение, она не притягивает к себе электроны и током сетки можно пренебречь. Когда же напряжение на сетке становится положительным, появляется сеточный ток, который необходимо учитывать при конструировании ламп и проектировании радиоэлектронной аппаратуры.

## 2-12. Мощность, рассеиваемая на электродах лампы. Охлаждение электронных ламп

Электрон, движущийся в ускоряющем поле от катода к аноду, обладает некоторой кинетической энергией. В момент удара о положительный электрод скорость электрона падает до нуля и его энергия переходит в тепло, а в некоторых лампах, работающих при очень высоких напряжениях, частично и в энергию рентгеновского излучения.

Мгновенная мощность, отдаваемая аноду, падающим на него электронным потоком, равна  $I_a U_a$ . Кроме того, анод частично разогревается теплом, излучаемым накалившимся катодом. Выделяемая на аноде тепловая энергия должна быть отведена от него посредством теплопроводности или теплоизлучения, поскольку в вакууме отсутствует конвекция.

Большинство ламп малой и средней мощности рассчитано на отвод тепловой энергии от анода путем излучения.

Температура анода не должна превышать определенного значения, зависящего от материала, из которого изготовлен анод, и от его обработки.

Чрезмерно высокая температура анода может вызвать выделение оксидированных в нем газов и ухудшение вакуума в лампе. В стеклянных лампах при перегреве анода перегреваются и участки стеклянного баллона, расположенные вблизи анода. Перегретое стекло всегда выделяет оксидированные в нем газы, при температуре 500—600°С размягчается и может быть продавлено наружным атмосферным давлением, в результате чего лампа гибнет.

Аноды небольших электронных ламп для улучшения теплоизлучения изготавливаются из черного никеля или алюминированного железа. Аноды большинства генераторных и выпрямительных ламп средней мощности изготавливаются из молибдена или тантала и рассчитаны на охлаждение посредством теплоизлучения.

Допустимые для них температуры довольно высоки и при работе такие аноды раскаляются до темно-красного или даже желтого цвета, что допустимо благодаря тщательному обезгаживанию анодов и иных конструктивных элементов ламп в процессе изготовления. В качестве материала для анодов применяется также графит, обладающий хорошей теплоизлучающей способностью.

Графитовый анод во время работы лампы должен оставаться темным, так как иначе и из него могут выделиться оксидированные газы, которые обычно бывает трудно удалить при изготовлении лампы.

У ламп большой мощности не удастся отвести от анода тепло посредством естественного теплоизлучения и требуется применение специального принудительного охлаждения.

Большинство мощных ламп имеет наружный анод из красной меди, охлаждаемый проточной водой. Для этого анод помещают в специальный кожух — водяную рубашку, внутри которой протекает вода, омывающая анод.

Используется также и принудительное воздушное охлаждение ламп с наружным анодом, при котором воздух продувается между медными ребрами, приваренными к внешней поверхности анода.

Поскольку отвод тепловой энергии от электродов лампы и, в первую очередь от ее анода, является важным фактором, целесообразно классифицировать лампы по величине максимально допустимой мощности, рассеиваемой на аноде. Тогда полезная мощность, которую можно получить от данной лампы, будет определяться к.п.д. лампы и схемы.

Это является существенным отступлением от принципов классификации, принятых для большинства электрических машин и аппаратов.

## 2-13. Ионизация газов

При высокой степени разряжения газа, молекулы его так далеко отстоят друг от друга, что взаимодействие между ними почти полностью отсутствует. Лишь изредка происходят случайные столкновения между отдельными молекулами, обусловленные беспорядочным тепловым движением газа.



Однако молекулы и атомы разреженных газов играют важную роль во многих явлениях, происходящих в электровакуумных приборах, особенно в специальных газоразрядных лампах.

Как упоминалось выше, электрически-нейтральные в нормальном состоянии атомы газа могут ионизироваться, причем в процессе ионизации из атома выделяется свободный электрон, а оставшаяся часть атома превращается в положительно заряженный ион. Заряд иона равен по величине заряду электрона и противоположен ему по знаку, а масса иона почти равна массе неионизированного атома, так как масса потерянного при ионизации электрона составляет всего доли процента от массы атома.

Для того чтобы могла произойти ионизация атома, к одному из внутриатомных электронов подводят дополнительную энергию, достаточную для отрыва электрона от атома. Эта энергия может быть подведена к атому различными путями, например, за счет поглощения атомом фотона светового, рентгеновского или космического излучения, за счет бомбардировки атомов какими-либо элементарными частицами: электронами, ионами, нейтронами. Однако в электровакуумных приборах ионизация происходит в основном за счет бомбардировки атомов разреженного газа потоком свободных электронов. Каждый из первичных электронов, падающих на атомы и вызывающих их ионизацию, остается свободным и после завершения акта ионизации.

При ионизации почти всегда происходит отрыв атома наружного электрона, вращающегося вокруг ядра по наиболее удаленной от него орбите, так как наружные электроны слабее других связаны с ядром и для отрыва их от атома требуется наименьшая энергия. Именно эта, наименьшая энергия, достаточная для ионизации атома, и называется обычно энергией ионизации.

Величина энергии ионизации зависит от природы газа. Выразив энергию ионизации в электровольтах, получим так называемый ионизационный потенциал для данного газа.

Значения потенциалов ионизации для некоторых газов приведены в табл. 2-3.

Таблица 2-3

Потенциалы ионизации для некоторых газов

Газ или пар	Потенциал ионизации, эв	Цвет светящегося газа
Аргон	15,7	Синий
Гелий	24,5	Желтый
Ртуть	10,4	Сине-зеленый
Натрий	5,1	Желтый
Неон	21,5	Оранжевый

При определенных условиях атом может быть ионизирован два, три и большее число раз, соответственно чему из атома в процессе

ионизации будет выведено два, три и большее число электронов. Для каждого последующего акта ионизации требуется значительно большая энергия, чем для предыдущего; с явлением многократной ионизации в электровакуумных приборах приходится встречаться относительно редко.

Итак, для того чтобы произошла ионизация, электрон, падающий на атом, должен обладать энергией не меньшей, чем энергия ионизации. Если падающий электрон обладает большей энергией, избыток ее распределяется между падающим и выбитым из ионизированного атома электроном. Если же энергия падающего электрона меньше энергии ионизации, происходит не ионизация, а возбуждение атома, в процессе которого наружный электрон поглощает дополнительную энергию и переходит на более удаленную от ядра орбиту. При возвращении атома в нормальное, невозбужденное состояние наружный электрон переходит на орбиту и выделяет поглощенную им при возбуждении избыточную энергию в виде кванта электромагнитной энергии.

Не является стабильным и ионизованное состояние атомов.

Одновременно с процессами образования положительных ионов происходят и обратные процессы рекомбинации, т.е. восстановления нейтральных атомов присоединением к ионам недостающих электронов. Избыточная энергия, поглощенная электроном при ионизации, выделяется при рекомбинации иона также в виде излучения кванта электромагнитной энергии.

Таким образом ионизация и возбуждение атомов могут происходить при воздействии различных видов энергии, тогда как обратные им процессы всегда сопровождаются выделением избытка в виде кванта электромагнитного излучения.

Зависимость между частотой излучаемых колебаний и энергией определяется по формуле Планка:

$$W = hf \text{ дж.}$$

Частота квантовых излучений, сопровождающих рекомбинационные процессы, для большинства газов лежит в области световых колебаний. Поэтому об ионизации газа свидетельствует видимое его свечение, цвет которого зависит от природы газа и энергии его ионизации (см. табл. 2-3). Свечение ионизированного газа возникает благодаря суммарному эффекту отдельных световых вспышек — световых квантов, излучаемых при рекомбинации отдельных атомов; спектр свечения электрического разряда в газе линейен.

Тяжелые, положительно заряженные ионы газа под действием сил электрического поля движутся относительно медленно, что вытекает из уравнения (2-6), из которого может быть определена и скорость движения ионов различных газов. Однако там, где ионы имеются, они способны нейтрализовать отрицательный пространственный заряд, создаваемый электронами. Если в диоде появляется много положительных ионов газа, отрицательный пространственный заряд, ограничивающий ток, в значительной мере нейтрализуется, и ток диода может стать очень большим.

Предположим, что внутренний объем двухэлектродной лампы заполнен каким-либо разреженным газом при давлении в несколько сотых долей миллиметров ртутного столба. В газе всегда имеется небольшое число свободных электронов, возникающих за счет действия космических лучей или по другим причинам. Если подать на электроды лампы некоторое напряжение, электроны будут перемещаться по направлению к положительно заряженному электроду с нарастающей скоростью. Как только электрон приобретает энергию, достаточную для ударной ионизации, при соударении электрона с каким-либо газовым атомом происходит ионизация последнего. В результате ионизации получаются два свободных электрона и один положительный ион, которые начнут, ускоряясь, перемещаться в электрическом поле электродов. Имеющиеся два электрона под действием поля снова приобретают энергию, достаточную для ионизации, и после соударения их с новыми газовыми атомами и ионизации последних появится уже четыре свободных электрона и еще два положительных иона. В определенных условиях данный процесс, развиваясь «лавинообразно», мгновенно приводит к массовой ионизации газового наполнения лампы и к электрическому пробое газа, называемому газовым разрядом.

При отсутствии ограничивающего сопротивления во внешней цепи лампы ток газового разряда самопроизвольно возрастает до чрезвычайно больших величин, ведущих к мгновенной гибели лампы.

После пробоя весь внутренний объем лампы оказывается заполненным газовой «плазмой», состоящей из свободных электронов и положительных ионов. Разность потенциалов между электродами лампы при этом упадет до величины, приблизительно равной потенциалу ионизации газа, достаточному для того, чтобы скорость образования положительных ионов обеспечила нужную степень ионизации газового наполнения лампы.

Характер газового разряда зависит от степени ионизации газового наполнения. Наиболее важное практическое значение имеют два вида газового разряда: тлеющий и дуговой. Кроме того, различают газовые разряды: несамостоятельный, для поддержания которого к разряду нужно все время подводить достаточное количество свободных электронов от какого-либо внешнего источника, например, от накаливаемого катода, и самостоятельный, который, возникнув, поддерживается самопроизвольно.

При тлеющем разряде источником электронов является обычно вторично-эмиссионный катод. Под действием ударов положительных ионов о поверхность катода из него вылетают вторичные электроны. У поверхности катода появляется окрашенное катодное свечение, обладающее тем свойством, что плотность тока на поверхности катода остается постоянной и в зависимости от величины тока, идущего через лампу, свечение охватывает большую или меньшую часть поверхности катода.

При тлеющем разряде в неоне катодное свечение напоминает свечение жарко тлеющих углей, откуда данный вид газового разряда и получил свое название.

В дуговом разряде источником электронов может служить накаливаемый катод, ртутное пятно или твердый металл. Механизм эмиссии при наличии катода с ртутным пятном еще не вполне объяснен; предположительно здесь имеется один из видов автоэлектронной эмиссии, возникающей под действием интенсивного поля. При дуговом разряде положительные ионы играют важную роль в нейтрализации электронного пространственного заряда. Благодаря



Рис. 2-15. Вольт-амперная характеристика электронного разряда в газе.

высокой степени нейтрализации отрицательного объемного заряда, падения напряжения на газоразрядных лампах, работающих в режиме дугового разряда, низки и приблизительно соответствуют потенциалам ионизации газа, что иллюстрирует вольт-амперная характеристика газового разряда, приведенная на рис. 2-15. Из нее видно, что после того, как напряжение достигнет значения, при котором возникает газовый разряд, напряжение на лампе падает до потенциала, поддерживающего ионизацию. Данный потенциал примерно равен ионизирующему потенциалу.

Характеристики газового разряда более подробно рассматриваются в главе четырнадцатой.

## Задачи

**2-1.** Расстояние между двумя большими параллельными металлическими электродами равно  $0,5\text{ см}$ ; на верхний электрод подано напряжение  $+20\text{ в}$ . На отрицательном электроде появился свободный электрон, летящий со скоростью, направленной вверх и обладающий энергией  $20\text{ эв}$ .

Найти время пролета до верхнего электрода.

Найти скорость и энергию электрона в момент удара о верхний электрод.

**2-2.** Из центра отрицательного электрода задачи 2-1 вылетает электрон, имеющий скорость  $5 \cdot 10^8\text{ м/сек}$ , направленную под углом  $30^\circ$  к электроду, и падает на верхний положительный электрод.

Начертить траекторию электрона и определить: а) время прелета; б) расстояние, пройденное параллельно электродом; в) энергию, переданную электроном положительному электроду при ударе.

Потенциал верхнего электрода, как и раньше,  $+20\text{ в}$ .

**2-3.** Начертить кривую изменения тока от времени во внешней цепи за время пролета электрона, рассматриваемого в задаче 2-2.

**2-4.** Электрон обладает начальной скоростью, направленной, как указано на рис. 2-16, и энергией  $10\text{ эв}$ .

Найти разность потенциалов  $U$ , которую необходимо сообщить электродам 1 и 2, чтобы электрон упал в точку В положительного электрода.

Изобразить графически в виде функции времени ток во внешней цепи, вызванный движением электрона.

**2-5.** Источник напряжения  $U$  задачи 2-4 удален и заменен магнитным полем.

Найти магнитную индукцию  $B$ , необходимую для того, чтобы электрон с начальной скоростью, соответствующей энергии  $10\text{ эв}$ , достиг точки В.

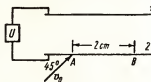


Рис. 2-16.

Определить направление магнитного потока.

**2-6.** Электрон с энергией  $100 \text{ эв}$ , движущийся горизонтально, входит в электрическое поле между двумя горизонтальными пластинками длиной  $2 \text{ см}$ , удаленными одна от другой на  $1,5 \text{ см}$ .

Нижняя пластинка находится под напряжением  $+200 \text{ в}$ .

Найти направление магнитного потока и его магнитную индукцию  $B$  в  $\text{вб/м}^2$ , достаточную для полной компенсации отклоняющего действия электрического поля, в котором движется электрон.

**2-7.** Электрон с энергией  $50 \text{ эв}$  входит в перпендикулярное магнитное поле, индукция которого равна  $0,04 \text{ вб/м}^2$ .

Найти скорость вращения этого электрона (оборотов в минуту) и радиус его траектории в магнитном поле.

**2-8.** Вольфрамовая нить длиной  $2,4 \text{ см}$  и диаметром  $1,6 \text{ мм}$  нагревается до температуры  $2550^\circ\text{К}$ .

Вычислить ток эмиссии.

Определить, какова должна быть рабочая температура нити, имеющей такие же геометрические размеры, но изготовленной из торированного вольфрама, если эмиссия ее должна быть равна эмиссии нити из чистого вольфрама.

**2-9.** До какой величины должна быть изменена работа выхода торированного вольфрама, чтобы при температуре  $2550^\circ\text{К}$  получить плотность тока эмиссии  $15000 \text{ а/см}^2$ ?

**2-10.** Оксидный катод длиной  $5 \text{ см}$  и диаметром  $1,2 \text{ мм}$  работает при температуре  $1025^\circ\text{К}$ .

Найти ток эмиссии при данной температуре.

Каково будет процентное изменение тока эмиссии, если температура понизится до  $1000^\circ\text{К}$ ?

**2-11.** В диоде вольфрамовая нить накала имеет длину  $3 \text{ см}$  и диаметр  $1,2 \text{ мм}$ . Чему равна температура нити, если ток эмиссии при этой температуре равен  $24 \text{ ма}$ ?

**2-12.** Вычислить энергию фотонов желтого света с длиной волны  $5893 \text{ Å}$ ; то же для фотонов синего света  $4210 \text{ Å}$ ; то же для ультрафиолетового излучения с длиной волны  $2557 \text{ Å}$ .

Найти скорость электронов, вылетающих при ударах каждого из указанных выше фотонов о поверхность цезия, имеющего работу выхода  $1,817 \text{ эв}$  (при наличии эмиссии).

**2-13.** Фотоэлемент с натриевым поверхностным слоем обладает пороговой длиной волны  $6550 \text{ Å}$ . На его поверхность падает зеленый свет с длиной волны  $5300 \text{ Å}$ .

Определить, излучаются ли при этом электроны и, если да, то какова будет их начальная скорость?

**2-14.** В вакуумном диоде для получения тока  $120 \text{ ма}$  в условиях существования пространственного заряда необходимо подать на анод напряжение  $30 \text{ в}$ .

При каком напряжении ток будет равен  $25 \text{ ма}$ ?

Какой максимальный ток через диод можно допустить, если потери на аноде не должны превышать  $3,2 \text{ вт}$ ?

**2-15.** Диод с цилиндрическим анодом и с нитью накала из торированного вольфрама длиной  $2,5 \text{ см}$  и диаметром  $0,05 \text{ см}$  работает при температуре нити  $1900^\circ\text{К}$ . Диаметр анода  $1 \text{ см}$ .

Каково должно быть напряжение между анодом и катодом, чтобы ток через диод составлял  $35\%$  от тока насыщения?

**2-16.** Диод с цилиндрическим анодом и нитью накала из торированного вольфрама должен обеспечить ток насыщения  $300 \text{ ма}$ .

Поверхность анода должна быть достаточна для рассеяния энергии  $1,5 \text{ вт}$  на  $1 \text{ см}^2$ . Ток насыщения должен быть достигнут при анодном напряжении  $100 \text{ в}$ . Температура нити  $1925^\circ\text{К}$ .

Определить: а) диаметр нити накала; б) требуемую длину и диаметр анода. Принять  $\beta^2 = 1,0$ .

# Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Crowther, J. A.: "Ions, Electrons, and Ionizing Radiations," 7th ed., Longmans, Green & Co., Inc., New York, 1939.
  2. Page, L., and N. I. Adams: "Principles of Electricity," D. Van Nostrand Company, Inc., Princeton, N. J., 1931.
  3. Ryder, J. D.: "Electronic Fundamentals and Applications," Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1950.
  4. Dushman, S.: Thermionic Emission, *Revs. Mod. Phys.*, **2**: 381 (1930).
  5. Jones, H. A., and I. Langmuir: Characteristics of Tungsten Filaments as Functions of Temperature, *Gen. Elec. Rev.*, **30**: 310, 354, 408 (1927).
  6. Langmuir, I.: The Electron Emission from Thoriated-tungsten Filaments, *Phys. Rev.*, **22**: 357 (1923).
  7. Blewett, J. P.: Properties of Oxide-coated Cathodes, *J. Appl. Phys.*, **10**: 831 (1939).
  8. Coomes, E. A.: The Pulsed Properties of Oxide Cathodes, *J. Appl. Phys.*, **17**: 647 (1946).
  9. Hughes, A. L., and L. A. DuBridge: "Photoelectric Phenomena," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1932.
  10. Glover, A. M.: A Review of the Development of Sensitive Phototubes, *Proc. IRE*, **29**: 413 (1941).
  11. Woolridge, D. E.: Theory of Secondary Emission, *Phys. Rev.*, **56**: 562 (1939).
  12. Langmuir, I.: The Effects of Space Charge and Residual Gases on Thermionic Currents in High Vacuum, *Phys. Rev.*, **2**: 450 (1913).
  13. Compton, K. T., and I. Langmuir: Electrical Discharges of Gases, *Revs. Mod. Phys.*, **2**: 123 (1930).
  14. Loeb, L. B.: "Fundamental Processes of Electrical Discharge in Gases," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1939.
  15. Richtmyer, F. K., and E. H. Kennard: "Introduction to Modern Physics," 4th ed., McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1947.
-

## ГЛАВА ТРЕТЬЯ

### ЭЛЕКТРОННАЯ ЛАМПА КАК ЭЛЕМЕНТ СХЕМЫ

Электронная лампа в общем случае является нелинейным элементом электрической схемы. Нелинейность обуславливает некоторые особенности анализа цепей с электронными лампами.

Существуют два основных метода исследования подобных цепей. Первый приближенный метод основан на линейной аппроксимации рабочих участков характеристик лампы. При линеаризации характеристик лампа может быть заменена в схеме эквивалентным омическим сопротивлением, что позволяет использовать обычные методы анализа электрических цепей.

Линейные методы чаще всего используются в случаях, когда лампа работает при входных сигналах малой амплитуды. В подобных условиях при работе лампы берется небольшой участок ее характеристики, который с достаточно высокой степенью приближения можно считать линейным так же, как и малые участки любых иных плавных кривых. Линейные методы широко применяются при анализе многих ламповых схем благодаря простоте и достаточной для практических целей точности.

При использовании второго, более общего, метода лампа рассматривается как нелинейный элемент схемы. Вследствие довольно значительных математических трудностей, возникающих при чисто аналитическом рассмотрении цепей с нелинейными элементами, в ламповой технике широко применяются графо-аналитические методы исследования, основанные на использовании реальных ламповых характеристик.

Нелинейные графо-аналитические методы чаще всего используются в анализе ламповых схем, работающих при входных сигналах большой амплитуды, что будет пояснено в последующем изложении.

#### 3-1. Нелинейность ламповых характеристик

Выше было указано, что характеристики ламп, т.е. кривые, выражающие зависимости токов лампы от напряжений на ее электродах, являются основными источниками сведений о свойствах электронных ламп, как элементов схемы.

Так, например, характеристика, приведенная на рис. 3-1, *a*, позволяет графически определить эквивалентное сопротивление лампы постоянному току при различном напряжении на ее электродах.

При использовании ламп в реальных схемах различаются два вида эквивалентного сопротивления лампы. Первое из них, сопротивление лампы постоянному току, определяется из реальных

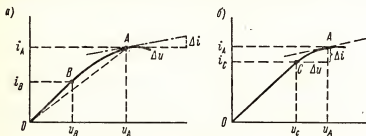


Рис. 3-1. Определение сопротивления лампы постоянному току (*a*) и ее дифференциального внутреннего сопротивления по реальным вольтамперным характеристикам (*б*).

характеристик и вычисляется по формуле, связывающей его с заданным напряжением и током:

$$R_m = \frac{U}{i}, \quad (3-1)$$

где  $i$  — ток лампы, определяемый из ее реальных характеристик при напряжении  $U$ .

Так, например, в точке  $A$  характеристики (рис. 3-1) сопротивление лампы постоянному току  $R_{m(A)} = \frac{U_A}{i_A}$ .

Из рис. 3-1 непосредственно следует, что сопротивление лампы постоянному току в точке  $A$  определяется наклоном пунктирной прямой, соединяющей начало координат с точкой  $A$ .

В другой точке нелинейной характеристики, например, в точке  $B$ , отмеченной на рис. 3-1, *a*, сопротивление лампы постоянному току будет иметь иное значение, равное

$$R_{m(B)} = \frac{U_B}{i_B}.$$

Эквивалентные сопротивления второго вида называют дифференциальным внутренним сопротивлением лампы. Именно такое сопротивление и оказывает лампа сигналу переменного тока малой амплитуды. Дифференциальное внутреннее сопротивление может быть выражено через малые (теоретически бесконечно малые) приращения напряжения и тока лампы следующим образом:

$$R_i = \frac{dU}{di} \text{ ом.} \quad (3-2)$$



Физический смысл дифференциального внутреннего сопротивления можно пояснить, пользуясь рис. 3-1, б. Предположим, что на лампу снова подано напряжение  $U_A$ , и ток, проходящий через нее, равняется  $i_A$ , что соответствует рабочей точке  $A$ . Если напряжение на лампе изменится и станет равным  $U_C$ , изменится и ток лампы, который теперь будет равняться  $i_C$ , и рабочая точка сместится в точку  $C$  характеристики. Любым промежуточным значениям напряжения будут соответствовать рабочие точки, лежащие на характеристике между точками  $A$  и  $C$ . Таким образом, при изменении напряжения на  $\Delta U = U_A - U_C$ , при малом по величине сигнале переменного тока, ток лампы изменится на  $\Delta i = i_A - i_C$ . Эквивалентное сопротивление лампы этому сигналу определяется усредненным наклоном характеристики на участке  $AC$  (т.е. наклоном прямой, проведенной через точки  $A$  и  $C$ ) и аналитически может быть выражено уравнением:

$$R_i = \frac{U_A - U_C}{i_A - i_C} \approx \frac{\Delta U}{\Delta i}.$$

При уменьшении пределов изменения напряжения и переходе к бесконечно малым изменениям точки  $A$  и  $C$  сближаются и получаем выражение (3-2). Следовательно, при малых вариациях тока или напряжения дифференциальное внутреннее сопротивление лампы определяется графически наклоном касательной в рабочей точке характеристики, причем положение самой рабочей точки определяется величиной начального постоянного тока (или напряжения) лампы.

Обращаясь снова к рис. 3-1, а, напомним, что сопротивление лампы постоянному току в точке  $A$  было равно  $R_{(A)} = \frac{U_A}{i_A}$ , тогда как ее дифференциальное внутреннее сопротивление в этой же точке (рис. 3-1, б)  $R_{i(A)} = \frac{dU}{di}$  имеет совершенно иное значение.

В точке  $B$ , лежащей на линейном участке характеристики, значения статического и дифференциального сопротивлений совпадают, так как наклон прямой, проведенной из начала координат в точку  $B$ , и наклон самой характеристики в этой точке одинаковы.

Дифференциальное внутреннее сопротивление из соображений краткости часто называют просто внутренним сопротивлением лампы.

Напомним, что любое сопротивление, вольт-амперная характеристика которого представляет собой прямую линию, называется линейным сопротивлением; сопротивление же, для которого наклон вольт-амперной характеристики является величиной переменной, называется нелинейным. Эти определения могут быть распространены и на ламповые характеристики и их участки.

Характеристики электронных ламп, кроме свойств линейности и нелинейности, обладают многими иными важными для практических целей свойствами, рассмотренными в последующих главах.

### 3-2. Обозначения токов и напряжений триода

В схемах с электронными лампами мы будем встречаться с различными токами и напряжениями. Для четкого их различения необходимо установить определенную систему обозначений.

Все напряжения в лампе обычно измеряются относительно катода  $k$ . Это иллюстрирует рис. 3-2, на котором приведена простейшая схема усилительного каскада на триоде.

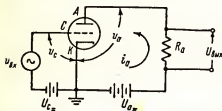


Рис. 3-2. Простейшая схема усилительного каскада на триоде.

Общие принципы принятой системы обозначений таковы:

Малыми буквами  $u$  и  $i$  обозначаются полные мгновенные значения напряжений и токов, которые в общем случае могут состоять из постоянной и одной или нескольких переменных составляющих.

При необходимости постоянные составляющие мгновенных значений отмечаются индексом « $\infty$ », переменные — индексом « $\infty$ ».

Постоянные напряжения и токи и амплитудные значения переменных напряжений обозначаются буквами  $U$  и  $I$ , а эффективные значения переменных напряжений и токов отличаются дополнительным индексом «эфф».

Если в анализируемые выражения входят только эффективные напряжения или токи, допускается обозначение их буквами  $U$  и  $I$  без дополнительного индекса, причем в тексте обязательно указывается, что в данном случае эти обозначения относятся к эффективным величинам.

Кроме того, будут часто использоваться индексы «вх» и «вых», отмечающие величины, относящиеся к входным и выходным цепям ламповых схем.

Напряжения и токи, относящиеся к различным цепям лампы, отличаются индексами  $k$  (катод),  $c$  (сетка) и  $a$  (анод),  $n$  (накал).

Для ламп с несколькими сетками к индексу  $c$  добавляются цифры (например,  $c_2$ —вторая сетка), соответствующие нумерации отдельных сеток, причем первой считается сетка, ближайшая к катоду. При отсутствии цифры при индексе  $c$  имеется в виду управляющая сетка.

Основные из наиболее употребительных обозначений приводятся ниже:

$u_c$  — мгновенное значение суммарного напряжения между сеткой и катодом;

$u_{c\sim}$  — мгновенное значение переменной составляющей напряжения между сеткой и катодом;

$U_{c\infty}$  — постоянное напряжение источника, питающего цепь сетка — катод;

- $U_{св}$  — постоянное напряжение между сеткой и катодом лампы в режиме покоя, т.е. при отсутствии сигнала, если оно отличается от напряжения источника питания этой цепи  $U_{сн}$ ;
- $u_{вх}$  — мгновенное значение переменного напряжения на входе;
- $U_{вх}$  — амплитудное значение переменного напряжения на входе;
- $U_{вх-эфф}$  — действующее или среднеквадратичное значение переменной составляющей напряжения между сеткой и катодом;
- $U_{н}$  — напряжение между выводами нити накала или подогревателя;
- $I_{н}$  — ток нити накала или подогревателя;
- $i_a$  — мгновенное значение суммарного анодного тока;
- $i_{a\sim}$  — мгновенное значение переменной составляющей анодного тока;
- $I_{a_0}$  — среднее значение анодного тока или ток покоя;
- $I_{a(0)}$  — среднее значение анодного тока при наличии сигнала и нулевой его мгновенной величине (это обозначение вводится лишь тогда, когда желают подчеркнуть разницу между  $I_{a_0}$  и  $I_{a(0)}$ , например, при работе лампы на нелинейном участке характеристики);
- $I_{a\sim}$  — амплитудное значение переменной составляющей анодного тока;
- $u_a$  — мгновенное значение суммарного напряжения между анодом и катодом;
- $u_{a\sim}$  — мгновенное значение переменной составляющей напряжения между анодом и катодом;
- $U_0$  — среднее значение напряжения между анодом и катодом, или напряжение покоя;
- $U_{a\sim}$  — амплитудное значение переменной составляющей напряжения между анодом и катодом;
- $U_{aн}$  — напряжение источника питания анодной цепи;
- $U_{a_0}$  — постоянное напряжение между анодом и катодом лампы в режиме покоя;
- $U_{a(0)}$  — постоянное напряжение между анодом и катодом при наличии сигнала и нулевом его мгновенном значении (это обозначение вводится только в тех случаях, когда  $U_{a_0}$  отличается от  $U_{a(0)}$ );
- $u_{вых}$  — мгновенное значение выходного напряжения;
- $U_{вых\sim}$  — амплитудное значение переменной составляющей выходного напряжения;
- $u_{сз}$  — постоянное напряжение, приложенное между экранирующей сеткой и катодом в тетрадах и пентодах;
- $I_{сз}$  — ток экранирующей сетки;
- $U_{сз}$  — напряжение на третьей (антидинаatronной) сетке пентода;
- $I_{сз}$  — ток антидинаatronной сетки.

Междуэлектродные емкости ламп отличаются двухбуквенным индексом, указывающим между какими ее электродами имеется данная емкость.

Обозначения важнейших междуэлектродных емкостей указаны ниже.

$C_{ак}$  — емкость между анодом и катодом;

$C_{ас}$  — емкость между анодом и управляющей сеткой;

$C_{ск}$  — емкость между управляющей сеткой и катодом.

Емкости входных и выходных цепей ламповых схем обозначают  $C_{вх}$  и  $C_{вых}$ .

При исследовании усилительных схем (рис. 3-2) обычно предполагается, что входной сигнал имеет синусоидальную форму и его эффективное значение равно  $U_{вх\text{ эфф.}}$ . В данной схеме входное напряжение непосредственно подается на управляющую сетку лампы и поэтому может быть обозначено и как  $U_{вх}$  и как  $U_{с\sim}$ . В более сложных схемах это совпадение не всегда имеет место.

В реальных усилительных устройствах на сетку триода обычно подаются напряжения двух видов: отрицательное постоянное напряжение  $U_{с-}$ , называемое напряжением смещения, посредством которого устанавливается оптимальная рабочая точка на характеристике лампы, и переменное напряжение усиливаемого сигнала  $U_{с\sim}$ .

Поэтому мгновенное значение разности потенциалов между сеткой и катодом  $u_c$  можно представить в виде суммы напряжения смещения  $U_c$  и мгновенного значения переменного сеточного напряжения  $u_{с\sim}$ :

$$u_c = U_{с-} + u_{с\sim}. \quad (3-3)$$

В большинстве случаев на сетку подается отрицательное напряжение смещения, поэтому в уравнениях (3-3) перед слагаемым  $U_{с-}$  следует ставить знак минус.

При синусоидальном напряжении входного сигнала  $u_{вх}$  кривая изменения мгновенных значений напряжения на сетке  $u_c$  в функции времени будет иметь вид, показанный на рис. 3-3, а. При построении этой кривой было принято, что напряжение смещения  $U_{с-}$  отрицательно.

Во второй главе при рассмотрении принципа действия триода было показано, что напряжение на сетке очень сильно влияет на величину анодного тока. Таким образом, при подаче на сетку переменного напряжения получим соответствующие этому напряжению изменения анод-

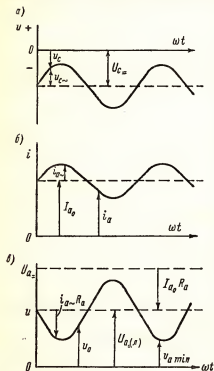


Рис. 3-3. Соотношения между переменными токами и напряжениями в триодной усилительной схеме.

ного тока (рис. 3-3, б). Из рисунка следует, что анодный ток в данном случае также может быть представлен в виде суммы двух слагаемых:

$$i_a = I_{a-} + i_{a\sim}, \quad (3-4)$$

где  $I_{a-}$  — постоянный анодный ток в рабочей точке характеристики, определяемый значением  $U_{a-}$  и  $U_{c-}$ ;

$i_{a\sim}$  — переменная составляющая анодного тока, определяемая напряжением на сетке.

При отсутствии сигнала напряжение на аноде лампы  $u_a$  будет постоянно и равно разности между напряжением анодной батареи  $U_{a-}$  и падением напряжения на сопротивлении анодной нагрузки  $R_a$ , обусловленным прохождением через это сопротивление анодного тока лампы в рабочей точке  $I_{a-}$ :

$$u_a = U_{a-} - I_{a-} R_a. \quad (3-5)$$

При подаче на сетку лампы входного сигнала  $U_{c\sim}$ , когда в анодной цепи появляется переменная составляющая анодного тока  $i_{a\sim}$ , мгновенное значение напряжения на аноде будет:

$$u_a = U_{a-} - (I_{a-} + i_{a\sim}) R_a.$$

Следовательно, переменная составляющая напряжения на выходе лампы, т. е. на анодном нагрузочном сопротивлении, будет равняться

$$U_{R_{a\sim}} = - i_{a\sim} R_a. \quad (3-6)$$

Откуда

$$u_a = U_{a-} + U_{R_{a\sim}}.$$

Кривые изменения мгновенных значений напряжений на аноде лампы и анодного тока приведены на рис. 3-3, в. Переменная составляющая анодного тока совпадает по фазе с переменным напряжением на сетке и находится в противофазе с переменной составляющей напряжения на аноде, так как при увеличении анодного тока падение напряжения на нагрузке также увеличивается и напряжение на аноде самой лампы падает, поскольку:

$$(I_{a-} + i_{a\sim}) R_a + u_a = \text{const} = U_{a-}.$$

Таким образом, переменные составляющие напряжения на сетке и на аноде лампы противоположны по фазе.

### 3-3. Характеристики и параметры триода

Графики, выражающие зависимость между токами и напряжениями элементов электрических цепей, называются характеристиками.

Характеристики триода выражают взаимосвязи между тремя переменными: анодным током  $i_a$ , анодным напряжением  $u_a$  и напряжением на сетке  $u_c$ .

В аналитической форме эти зависимости выражаются уравнением (2-29)  $i_a = f(\mu u_c + u_a)$ , представляющим аналитически уравнение неко-

торой трехмерной поверхности. Для изображения характеристики на плоскости используют три проекции данной поверхности на координатные плоскости, в результате чего получают три различных семейства характеристик триода.

Проекция на плоскость  $i_a, u_a$  дает семейство анодных характеристик, выражающих зависимость анодного тока от напряжения на аноде при

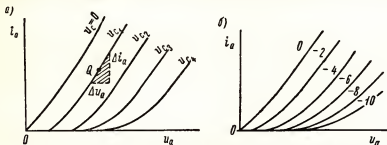


Рис. 3-4. Анодные характеристики триода (а) Осциллограмма анодных характеристик триода 615. Длина оси  $u_a = 400$  в (б).

различных, неизменных для каждой данной отдельной кривой, напряжениях на сетке.

Типовые анодные характеристики триода показаны на рис. 3-4, а и б.

Наклон различных участков каждой из кривых, выражающих зависимость анодного тока от анодного напряжения, характеризует проводимость лампы, т.е. величину, обратную ее дифференциальному сопротивлению.

Как было указано в разделе 3-2, дифференциальное сопротивление лампы характеризует ее сопротивление относительно малых изменений тока и напряжения, что имеет наиболее важное значение при работе ламп в усилительных системах.

Рассматривая рабочую точку  $Q$  на рис. 3-4, а, можно написать следующее выражение для величины, обратной наклону характеристики:

$$R_i = \left[ \frac{\partial u_a}{\partial i_a} \right] = \text{const (при } U_c = \text{const}). \quad (3-7)$$

Как упоминалось выше, это сопротивление обычно называется внутренним сопротивлением лампы. Обратная ему величина называется анодной проводимостью и в общем случае обозначается буквой  $g_a$ . Этот параметр широко используется только в диодах и называется крутизной. Обычно крутизна обозначается буквой  $S$ . Значение ее выражают в сложных единицах  $\text{ма/в}$ , хотя в англо-американской технической литературе применяется иная единица измерения данной величины — микромо, равная проводимости цепи, сопротивление которой равно 1 000 000 ом.

Наклон анодных характеристик лампы не постоянен ни на каких их участках. Однако на некоторых участках характеристики настолько

близки к прямой линии, что практически их можно считать линейными, и в режимах работы, ограниченных пределами подобных участков, лампу можно считать линейным элементом схемы.

Величина внутреннего сопротивления ламп зависит от ее конструкции. Внутреннее сопротивление  $R_i$  реальных триодов изменяется в пределах от 100 до 100 000 ом.

Второе семейство характеристик, называемое анодно-сеточными характеристиками (рис. 3-5, а и б), выражает зависимость анод-

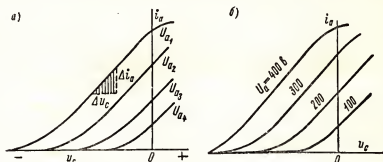


Рис. 3-5. Анодно-сеточные характеристики триода (а). Осциллограмма анодно-сеточных характеристик триода 615 (б).

ного тока  $i_a$  от напряжения на сетке  $u_c$ , при неизменном значении анодного напряжения  $U_a$  для каждой данной отдельной кривой. Изменение анодного напряжения  $U_a$  вызывает смещение характеристики вправо или влево.

Важнейшим параметром сеточных характеристик является крутизна характеристики, определяющая количественные изменения анодного тока  $\Delta i_a$  в зависимости от напряжения на сетке  $\Delta u_c$ .

Крутизна аналитически выражается следующим образом:

$$S = \frac{di_a}{du_c} \text{ при } (U_a = \text{const}). \quad (3-8)$$

Частная производная указывает на то, что третья переменная — анодное напряжение  $U_a$  — при определении крутизны остается постоянной.

Крутизна триода, как и крутизна диода, имеет размерность проводимости, причем в данном случае она является смешанной проводимостью, так как определяет зависимость тока в одной цепи лампы от напряжения в другой. Крутизна реальных триодов изменяется в пределах от 0,1 ма/в до 200—300 ма/в в мощных усилительных и импульсных лампах.

В англо-американской технической литературе крутизну триода называют анодно-сеточной или смешанной проводимостью, и значение ее выражают в микро.

Третье семейство характеристик триода приведено на рис. 3-6. Каждая из характеристик этого семейства снимается при фиксированном значении анодного тока и изменяющихся анодном и сеточном напряжениях. Следовательно, рассматриваемые характеристики непосредственно

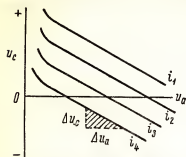


Рис. 3-6. Кривые зависимости между напряжениями на аноде и сетке триода при постоянном анодном токе (характеристики  $I_a = \text{const}$ ).

показывают, какое приращение анодного напряжения оказывает на анодный ток такое же влияние, как и заданное приращение напряжения на сетке.

Соотношения между приращениями анодного и сеточного напряжения, оказывающими одинаковое воздействие на величину анодного тока, были использованы в разделе 2-11 при определении коэффициента усиления  $\mu$  триода.

Напомним, что крутизна  $S$  определяет зависимость анодного тока от напряжения на сетке, а внутреннее сопротивление  $R_i$  определяет зависимость анодного тока от анодного напряжения. Следовательно,  $\mu$  можно представить как произведение этих двух параметров:

$$\mu = SR_i = \frac{\partial i_a}{\partial u_c} \cdot \frac{\partial u_a}{\partial i_a} = - \frac{\partial u_a}{\partial u_c} \text{ при } i_a = \text{const.} \quad (3-9)$$

Параметр  $\mu$  определяется из геометрической крутизны наклона характеристик, снятых при неизменном анодном токе (рис. 3-6). Знак минус в уравнении (3-9) означает, что для сохранения заданного неизменного значения анодного тока сеточное напряжение должно изменяться в направлении, противоположном изменению анодного напряжения.

Семейство кривых, снятых при неизменном анодном токе, используется при расчете некоторых видов усилителей мощности.

Как уже говорилось выше, параметр  $\mu$  называется коэффициентом усиления лампы. Уравнение его часто записывается в следующем виде:

$$\mu = SR_i. \quad (3-10)$$

Это выражение связывает между собой три основных параметра лампы в каждой данной рабочей точке и налагает определенные ограничения на конструкцию электронных ламп, поскольку параметры лампы зависят от геометрических размеров и взаимного расположения ее электродов.

Отметим следующие важнейшие соотношения между геометрией лампы и ее параметрами:

1. Коэффициент усиления  $\mu$  возрастает с увеличением расстояния между сеткой и анодом; величина расстояния между сеткой и катодом на него почти не влияет.



2. Коэффициент усиления  $\mu$  увеличивается с уменьшением расстояния между витками сетки (т. е. с возрастанием « густоты » сетки).

3. Внутреннее сопротивление лампы  $R_i$  увеличивается с увеличением расстояния между анодом и катодом.

4. Внутреннее сопротивление лампы  $R_i$  увеличивается с уменьшением расстояния между витками сетки (т. е. с увеличением « густоты » сетки).

5. Крутизна характеристики  $S$  увеличивается с уменьшением расстояния сетка—катод.

6. Крутизна характеристики  $S$  возрастает с увеличением анодного тока, т. е. с увеличением размеров катода и повышением его температуры.

Из пп. 1-4 можно заключить, что лампа с высоким  $\mu$  обладает также большим внутренним сопротивлением  $R_i$ .

В п. 5 находит объяснение то обстоятельство, что в некоторых лампах с большой крутизной  $S$  расстояние сетка—катод делается иногда около 0,001 дюйма (0,025 мм).

### 3-4. Динамические характеристики триода

Характеристики, снятые при постоянном напряжении на аноде (рис. 3-5), т. е. при отсутствии нагрузки в анодной цепи, называются статическими характеристиками.

При наличии в цепи анода полезной нагрузки, на которой происходит падение напряжения и выделяется полезная мощность, напряжение на аноде самой лампы меняется, даже если напряжение источника питания сохраняется неизменным. Для оценки эксплуатационных показателей лампы используются динамические характеристики, выражающие зависимости между токами и напряжениями лампы при заданной полезной нагрузке в анодной цепи и неизменном напряжении источника анодного питания. Динамическую характеристику можно построить графически на основе семейства статических характеристик, для чего из ординат статических характеристик вычитают последовательные значения падения напряжения на полезной нагрузке  $i_a R_A$ .

На рис. 3-7 показана динамическая характеристика приемно-усилительного триода с семейством статических характеристик этой лампы. Крутизна динамической характеристики всегда меньше крутизны статической характеристики. По форме динамические характеристики более линейны, чем статические, что имеет важное значение, так как по динамической характеристике можно графически определить форму тока в выходной цепи при заданной нагрузке (рис. 3-8). Линейность динамической характеристики особенно

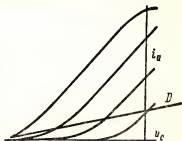


Рис. 3-7. Анодно-сеточные характеристики триода 615 ( $\mu = 20$ ,  $R_i = 7700 \text{ ом}$ ) и динамическая характеристика  $D$ , соответствующая  $U_a = 400 \text{ в}$  и  $R_a = 20\,000 \text{ ом}$ .

важна в тех случаях, когда необходимо избегать искажения входного сигнала, т.е. когда форма тока на выходе лампы должна точно повторять форму напряжения на сетке.

Точка  $Q$  на характеристиках называется рабочей точкой или точкой покоя. Она определяется выбором анодного напряжения и напряжения смещения и характеризует режим ламп при отсутствии входных сигналов.

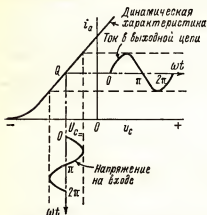


Рис. 3-8. Графическое построение формы анодного тока лампы по ее характеристике.

всей этой цепи проходит один и тот же анодный ток  $i_a$ . Рассматривая внешний по отношению к лампе участок цепи, получим, что напряжение на аноде лампы

$$u_a = U_{a0} - i_a R_a,$$

откуда

$$i_a = \frac{U_{a0}}{R_a} - \frac{u_a}{R_a}. \quad (3-11)$$

Общий вид функциональной зависимости анодного тока от анодного и сеточного напряжения выражает уравнение (2-29):

$$i_a = f(\mu u_c + u_a). \quad (3-12)$$

Хотя уравнения (3-11) и (3-12) относятся к одному и тому же анодному току  $i_a$ , совместное аналитическое решение данных уравнений невозможно, так как аналитическая форма функциональной связи между анодным током и напряжениями на электродах лампы в уравнении (3-12) неизвестна.

Построение динамических характеристик трудоемко и поэтому при расчете ламповых усилителей динамические характеристики обычно не строятся.

В теоретическом же анализе работы электронных ламп динамические характеристики играют очень важную роль.

### 3-5. Графический анализ режима работы лампового усилителя

В схеме лампового усилителя, приведенной на рис. 3-9, анодная цепь лампы состоит из самой лампы, источника питания анодной цепи и нагрузочного сопротивления  $R_a$ , соединенных последовательно; по

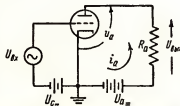


Рис. 3-9. Принципиальная схема усилителя на триоде.

Графически же уравнение (3-12) выражается семейством анодных характеристик лампы. Поэтому уравнения (3-11) и (3-12) можно решать совместно графически. Для этого в семействе статических характеристик должна быть построена нагрузочная прямая, выражаемая

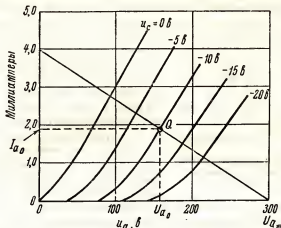


Рис. 3-10. Построение нагрузочной прямой для усилительных схем, в которых сопротивление анодной нагрузки для постоянного и переменного тока одинаково.

уравнением (3-11), которое представляет собой уравнение прямой, проходящей через точки:

$$i_a = 0 ; u_a = U_{a_{\text{max}}}$$

$$\text{и } i_a = U_{a_{\text{max}}} / R_a ; u_a = 0$$

и имеющей наклон  $-1/R_a$ .

Точки пересечения нагрузочной прямой с отдельными статическими характеристиками семейства удовлетворяют обоим рассматриваемым уравнениям.

Построение подобной нагрузочной прямой для анодного напряжения  $U_{a_{\text{max}}} = 300 \text{ в}$  и нагрузочного сопротивления  $R_a = 75\,000 \text{ ом}$  показано на рис. 3-10. Пересечению прямой с осью тока соответствует точка  $i_a = U_a / R_a = 4 \text{ ма}$ , а с осью напряжения — точка  $i_a = 0$ ,  $U_a = 300 \text{ в}$ .

Если подать на сетку лампы, характеристики которой даны на рис. 3-10, отрицательное смещение  $U_{c_{\text{max}}} = 10 \text{ в}$ , рабочая точка при отсутствии сигнала будет лежать в точке пересечения нагрузочной прямой с характеристикой, соответствующей  $U_c = -10 \text{ в}$ .

В рассматриваемом примере в точке покоя ток и напряжение соответственно равны  $i_a = 1,9 \text{ ма}$ ,  $U_a = 157 \text{ в}$ ; следовательно, падение

напряжения на нагрузочном сопротивлении при отсутствии сигнала будет  $300 - 157 = 143$  в.

Обычно на вход схемы подаются сигналы, изменяющиеся во времени.

Если усилитель состоит более чем из одного каскада, т.е. если напряжение на выходе первой лампы служит входным напряжением для лампы второго каскада и т.д., необходимо в выходной цепи каждой лампы отделить переменную составляющую напряжения от постоянной составляющей. Для этой цели используются специальные цепи междукаскадной связи.

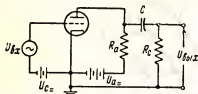


Рис. 3-11. Принципиальная схема триодного усилителя на триоде с реактантно-емкостной связью.

Одна из возможных схем подобной цепи, показанная на рис. 3-11, состоит из конденсатора  $C$ , отсекающего постоянную составляющую анодного напряжения, сопротивления  $R_a$ , служащего анодной нагрузкой, и сопротивления  $R_c$ , отводящего к катоду постоянный электронный ток входной — сеточной — цепи второй лампы.

Таким образом, в сложной цепи междукаскадной связи постоянная и переменная составляющие анодного напряжения, разветвившись в точке соединения  $C$  и  $R_a$ , замыкаются различными путями.

Рабочая точка лампы, как и при отсутствии сигнала, определяется сопротивлением  $R_a$  и напряжениями на электродах лампы, однако наличие на входе лампы переменного входного сигнала вызывает необходимость дополнительного построения динамической нагрузочной прямой. Пренебрегая реактивным сопротивлением конденсатора  $C$  и полагая, что сопротивление в сеточной цепи второй лампы  $R_c$ , шунтирующее по переменному току  $R_a$ , равно  $R_c = 150\,000$  ом, а анодное сопротивление в цепи первой лампы  $R_a$  как и ранее, равно  $75\,000$  ом, найдем, что анодная нагрузка первой лампы по переменному току будет  $R_{a\sim} = 50\,000$  ом. При мгновенном значении напряжения сигнала  $u_{вх} = 0$  лампа находится в статическом режиме, и ее рабочая точка  $Q$  определяется пересечением статической нагрузочной прямой с характеристикой, соответствующей  $U_{cз} = -10$  в. Линия нагрузки по переменному току, т.е. динамическая нагрузочная прямая, должна также проходить через эту точку, причем ее наклон должен быть  $-1/R_{a\sim}$  (в рассматриваемом примере  $1/R_{a\sim} = 1/50\,000$ ). Подобную прямую легко построить, отметив ее пересечения с осями координат в точках  $100$  в и  $100/R_{a\sim} = 100/50\,000 = 0,002$  а =  $2$  ма (рис. 3-12). Наклон этой прямой равен  $1/50\,000$ .

Построенную таким образом прямую следует затем перенести параллельно самой себе, но так чтобы после переноса она проходила через точку  $Q$ . Различные точки на динамической линии нагрузки соответствуют мгновенным значениям входного сигнала, т.е. переменного сеточного напряжения. Если входной сигнал имеет синусоидальную форму и амплитуда его равняется  $10$  в, то рабочая точка мгновенных режимов

лампы будет перемещаться по отрезку динамической нагрузочной прямой, ограниченному статическими характеристиками, соответствующими

$$U_{c\max} = (-10 \text{ в}) + 10 \text{ в} = 0 \text{ в (точка A)}$$

и

$$U_{c\min} = (-10 \text{ в}) + (-10 \text{ в}) = -20 \text{ в (точка B)}.$$

Анодный ток будет изменяться в пределах от 3 ма (при  $u_c = U_{c\max} = 0$ ) до 0,9 ма (при  $u_c = U_{c\min} = -20 \text{ в}$ ), а мгновенные значения напряжения,

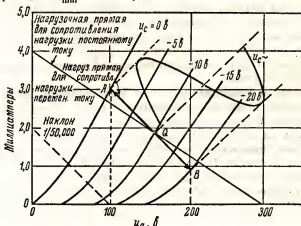


Рис. 3-12. Построение нагрузочных прямых для усилительных схем, в которых сопротивление анодной нагрузки по постоянному и переменному току имеет различное значение.

соответствующие граничным точкам, будут равны соответственно 206 и 102 в, что может быть получено непосредственно из рис. 3-12.

При необходимости по точкам динамической нагрузочной прямой можно построить кривую изменения мгновенных значений тока в анодной цепи лампы.

Выходное переменное напряжение будет равно

$$U_{\text{вых}} \sim \text{эфф} = \frac{U_{a\max} - U_{a\min}}{2\sqrt{2}} = \frac{206 - 102}{2\sqrt{2}} = 36,7 \text{ в},$$

так как полный размах напряжения между точками A и B равен удвоенной амплитуде выходного напряжения.

Поскольку множитель  $1/\sqrt{2}$  выражает отношение амплитудного и действующего значения синусоиды, полученное выше значение выходного сопротивления будет справедливо только для выходного напряжения синусоидальной формы.

Действующее значение переменной составляющей анодного тока будет равно

$$I_{a\sim\text{эфф}} = \frac{I_{a\sim\max} - I_{a\sim\min}}{2\sqrt{2}} = \frac{3,0 - 0,9}{2\sqrt{2}} = 0,776 \text{ ма}.$$

Коэффициент усиления по напряжению для данного усилительного каскада

$$|A| = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{36,7}{7,07} = 5,2.$$

Итак, графический анализ, основанный на использовании нагрузочных прямых, позволяет определить все основные данные режима работы лампового усилителя. Обычно рассмотренный выше метод применяется лишь для анализа ламповых усилителей, работающих при входных сигналах большой амплитуды, когда он дает достаточную точность.

При малых амплитудах входного напряжения будут велики ошибки графического построения и отсчетов по графикам.

При построении нагрузочных прямых необходимо руководствоваться следующими правилами:

1. Построить в семействе анодных характеристик лампы статическую нагрузочную прямую, отсекающую на оси  $Y$  отрезок  $I$ , равный  $U_a/R_a$ , а на оси  $X$  — отрезок, равный  $U_a$ .

2. Отметить на этой линии рабочую точку покоя  $Q$ .

3. Построить динамическую нагрузочную прямую, пересекающую оси координат в точках  $U_a = 100$  и  $I = 100/R_{\text{н}}$ .

4. Перенести динамическую нагрузочную прямую, построенную по п.3, параллельно самой себе так, чтобы она после переноса проходила через точку  $Q$ .

### 3-6. Эквивалентная схема усилительного триода как генератора напряжения

Обычно при работе усилителя в режиме входных сигналов малой амплитуды требуется линейность, т.е. отсутствие искажений.

Характеристики ламп, как говорилось выше, имеют участки, которые приближенно можно считать линейными. Их наклон, а следовательно, и параметры ламп при работе на этих участках можно считать постоянными. Если ограничиваться работой в пределах подобных участков характеристик, то для расчета усилительной схемы можно пользоваться линейными аналитическими методами.

Уравнение (2-29), выражающее функциональную зависимость анодного тока от анодного и сеточного напряжения, можно записать в следующей, более общей форме:

$$i_a = f(u_a, u_c) \quad (3-13)$$

Взяв полный дифференциал этой функции, получим:

$$di_a = \frac{\partial i_a}{\partial u_c} du_c + \frac{\partial i_a}{\partial u_a} du_a. \quad (3-14)$$

Нас могут интересовать изменения тока  $i_a$  и притом не бесконечно малой, а конечной величины. Можно допустить замену указанных выше бесконечно малых изменений на конечные, если предположить, что

члены с частными производными остаются постоянными при приращении переменных, входящих в уравнение (3-14), в некоторых конечных пределах.

Частные производные здесь выражают параметры лампы, а именно :

$$\frac{\partial i_a}{\partial u_c} = S; \quad \frac{\partial i_a}{\partial u_a} = \frac{1}{R_i}.$$

Таким образом, принятое условие постоянства членов с частными

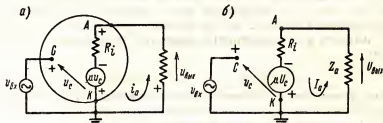


Рис. 3-13. Эквивалентная схема триодного усилителя для мгновенных значений напряжений и токов (а). То же, для эффективных значений напряжений и токов (б).

производными означает, что изменения  $i_a u_c$  и  $u_a$  ограничиваются линейными участками характеристики лампы, на которых параметры лампы остаются постоянными.

Подставив в уравнение (3-14) вместо частных производных параметры лампы, получим:

$$\Delta i_a = S \Delta u_c + \frac{1}{R_i} \Delta u_a.$$

В режиме сигналов малых амплитуд конечные приращения анодного тока, анодного напряжения и сеточного напряжения можно приравнять переменным составляющим этих величин. Следовательно, предыдущее уравнение может быть представлено в виде:

$$i_1 = S u_c + \frac{1}{R_i} u_a,$$

откуда, умножая все члены этого уравнения на  $R_i$  и учитывая (3-10), получим:

$$- \mu u_c + i_a R_i - u_a = 0 \quad (3-15)$$

Уравнение (3-15) определяет соотношения между переменными составляющими анодного тока и напряжений на электродах усилительной лампы, причем никакие постоянные составляющие напряжений и токов в это уравнение не входят. Роль источников постоянного тока состоит только в питании лампового усилителя электрической энергией, т.е. в фиксации рабочей точки  $Q$ , что даст возможность определить значения параметров  $S$  и  $R_i$  в рабочем режиме лампы.

Уравнение, аналогичное (3-15), можно написать и для напряжений и токов, имеющих место в схеме, приведенной на рис. 3-13, а.

Следовательно, данная схема в отношении токов и напряжений эквивалентна триоде. Поэтому триод может быть заменен эквивалентным генератором напряжения  $\mu u_c$ , соединенным положительным полюсом с катодом и имеющим внутреннее сопротивление  $R_i$ , равное дифференциальному внутреннему сопротивлению усилительной лампы.

Напряжения  $u_c$  и  $u_a$  отсчитываются относительно катода, а ток  $i_a$  идет в направлении, соответствующем полярности генератора, указанной на схеме. Если переменные токи и напряжения имеют синусоидальную форму, уравнение эквивалентной схемы лампового усилителя можно написать и в эффективных значениях переменных напряжений и токов:

$$-\mu U_{c\text{эфф}} + I_{a\sim\text{эфф}} R_i = U_{a\text{эфф}}. \quad (3-16)$$

Этому уравнению соответствует схема, приведенная на рис. 3-13, б, которая эквивалентна простому ламповому усилителю с синусоидальными напряжениями на входе и выходе.

Итак, электровакуумный триод, работающий на линейном участке характеристики, где параметры  $\mu$ ,  $S$  и  $R_i$  постоянны, может быть заменен эквивалентной схемой генератора напряжения, справедливой только для переменных составляющих напряжений и токов и не учитывающей постоянных составляющих этих величин. После подобной замены для анализа лампового усилителя можно использовать общеизвестные методы анализа электрических цепей.

### 3-7. Эквивалентная схема усилительного триода как генератора тока

Теорема Нортона позволяет преобразовать эквивалентную триоду схему генератора напряжения в эквивалентную схему генератора тока. Преобразовав уравнение (3-16), представим его в следующем виде:

$$SU_c = I_{a\sim} - \frac{U_a}{R_i}. \quad (3-17)$$

Этому уравнению соответствует схема, приведенная на рис. 3-14, б, где генератор тока  $SU_c$  питает две параллельные ветви, токи которых равны соответственно  $I_{a\sim}$  и  $\frac{U_a}{R_i}$ .

В данной схеме лампа эквивалентна генератору тока  $SR_i$ , параллельно которому включено внутреннее сопротивление лампы  $R_i$  или ее проводимость  $\frac{1}{R_i}$ .

Направление тока соответствует здесь его направлению в схеме рассмотренного выше генератора напряжения. Таким образом, нами полу-



чен второй вид эквивалентной схемы усилительной электронной лампы, а именно, схема генератора тока. Во многих практических случаях, когда в анодную цепь включено несколько параллельных ветвей, этот вид эквивалентной схемы наиболее удобен.

Подобные эквивалентные схемы широко применяются, например, при анализе усилителей на пятиэлектродных усилительных лампах — пентодах, имеющих чрезвычайно большое внутреннее сопротивление.

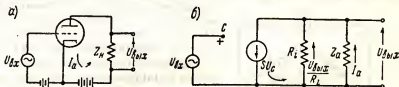


Рис. 3-14. Схема триодного усилителя (а). Эквивалентная схема блока а с генератором тока (б).

### 3-8. Коэффициент усиления усилителя

Применение усилителей имеет целью получить на выходе более высокое напряжение, чем на входе. Усиление по напряжению  $A$  равно отношению напряжения на выходе усилителя к напряжению на его входе, т. е.

$$A = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}, \quad (3-18)$$

где  $U_{\text{вх}}$  — сигнал, поступающий на вход схемы, не обязательно равен напряжению между сеткой и катодом.

В общем случае это отношение является комплексной величиной, так как входное и выходное напряжения могут не совпадать по фазе.

Из схемы, приведенной на рис. 3-14, б, вытекает, что

$$I_{a\sim} = \frac{U_{\text{вых}}}{Z_{\text{вых}}}.$$

Принимая во внимание (3-17), получим, что усиление каскада по напряжению можно выразить следующим образом:

$$A = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = - \frac{\mu Z_{\text{вых}}}{R_i + Z_{\text{вых}}}. \quad (3-19)$$

Здесь в дополнение к сдвигу фазы между входным и выходным напряжением на  $180^\circ$ , указываемому знаком минус, при наличии реактивностей может возникнуть еще и некоторый дополнительный фазовый сдвиг.

### 3-9. Измерение параметров электронных ламп

Параметры лампы  $\mu$ ,  $S$  и  $R_i$  могут быть определены по наклону характеристик в выбранной рабочей точке. Однако точность определения параметров непосредственно из характеристик недостаточна, поэтому

для измерения параметров разработаны специальные схемы, обеспечивающие требуемую точность. Так, например, для этих целей широко используются сбалансированные мостовые схемы.

При рассмотрении подобных измерительных схем будут использованы эквивалентные схемы электронных ламп, рассмотренные в предыдущем разделе.

Для измерения внутреннего сопротивления лампы при заданных значениях анодного и сеточного напряжения, т. е. в заданной рабочей точке  $Q$  можно воспользоваться мостовой схемой, показанной на рис. 3-15.

При равновесии моста, когда напряжение на индикаторном телефоне равно нулю, имеет место соотношение:

$$R_1/R_2 = R_3/R_4, \quad (3-20)$$

откуда

$$R_1 = R_2 R_3 / R_4. \quad (3-21)$$

Мост питается напряжением звуковой частоты примерно 1000 гц или ниже от источника  $U_{з-ч}$ , включенного в диагональ моста. Внутреннее сопротивление анодной батареи  $U_{a-}$  должно

быть малым, чтобы им можно было пренебречь.

Для измерения коэффициента усиления  $\mu$  используется мост Миллера (рис. 3-16). В положении равновесия, т. е. при отсутствии напряжения на телефоне, когда  $I_2 = 0$ , имеет место соотношение:

$$SR_1 U_c = I_1 R_1. \quad (3-22)$$

Учитывая, что  $I_1 R_2 = U_c$ , получим

$$\mu = SR_1 = R_1 / R_2. \quad (3-23)$$

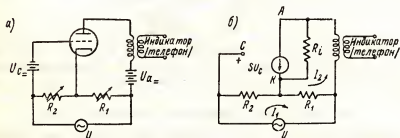


Рис. 3-16. Мост Миллера для измерения  $\mu$  (а) и его эквивалентная схема с генератором тока (б).

Третья схема (рис. 3-17) используется для измерения крутизны характеристики  $S'$ . В положении равновесия, т.е. при отсутствии напряжения на телефоне, имеем:

$$SU_c = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} = I_1 R_1.$$

Поскольку  $U_c = I_1 R_2$ , получаем

$$S = \frac{R_1(R_1 + R_3)}{R_1 R_2 R_3}. \quad (3-24)$$

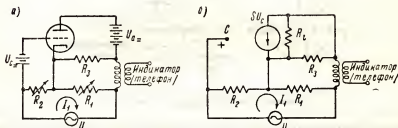


Рис. 3-17. Мост для измерения крутизны  $S$  (а). Эквивалентная схема моста (б).

Если желательно, чтобы результаты измерения не зависели от  $R_1$ , следует выбрать  $R_3 \ll R_1$ .

Тогда выражение (3-24) упрощается и приобретает вид:

$$S = \frac{R_1}{R_2 R_3}. \quad (3-25)$$

В качестве индикатора равновесия мостов обычно применяется телефон, хотя более чувствительным прибором для определения равновесия является электронно-лучевой осциллограф с усилителем.

### 3-10. Тетрод

В ламповых усилителях входной сигнал подается обычно на промежуток катод — управляющая сетка лампы, а выходной сигнал снимается с промежутка катод—анод, причем катод, как правило, заземляется по переменным напряжениям.

Для нормальной работы лампового усилителя необходимо, чтобы между его входной и выходной цепью была только управляемая связь, осуществляемая через электроинный поток лампы.

Однако в триодах (рис. 3-18, а) вследствие довольно значительной емкости между анодом и управляющей сеткой имеет место неуправляемая, паразитная связь через емкость между этими электродами, т.е. через емкость  $C_{ac}$ . Величина паразитной связи возрастает с увеличением частоты, так как емкостная проводимость  $x_c = 1/\omega C$  падает с частотой. Это создает значительные трудности и неустойчивость работы

усилительного каскада на весьма высоких частотах, что будет подробно рассмотрено в четвертой главе.

Стремясь преодолеть недостатки, присущие триоде, Хелл в 1927 году предложил лампу с экранирующей сеткой. Подобную четырех-электродную лампу называют тетродом (рис. 3-18, б) или экранированной лампой.

Вторая — экранирующая — сетка тетрода располагается между первой управляющей сеткой и анодом и служит электрическим экраном, отде-



Рис. 3-18. Междуэлектродные емкости в триоде (а). Схематическое изображение тетрода (б).

ляющим управляющую сетку от анода. При такой конструкции лампы емкость анод—управляющая сетка  $C_{ac}$  уменьшается от 3—10 пф в триоде до 0,10—0,20 пф в тетроде.

Уменьшение емкости между анодом и управляющей сеткой позволяет существенно расширить диапазон рабочих частот лампы. Экранирующая сетка не участвует в процессах усиления сигналов переменного тока, так как ее назначение ограничивается ролью электростатического экрана между анодом и управляющей сеткой.

Поэтому экранирующую сетку тетрода в ламповых схемах заземляют по переменному напряжению, для чего ее соединяют с катодом достаточно большой емкостью. Чтобы экранирующая сетка не препятствовала прохождению электронного потока между анодом и катодом, на нее подается постоянное положительное напряжение. При этом экранирующая сетка резко ослабляет влияние анодного электрического поля на электронный поток лампы, вследствие чего анодный ток в тетроде почти не зависит от анодного напряжения. Поэтому внутреннее анодное сопротивление тетрода будет очень большим — порядка сотен тысяч ом.

На рис. 3-19 показано семейство анодных характеристик тетрода. В области малых анодных напряжений характеристики тетрода искажаются; это происходит потому, что напряжение на аноде здесь становится ниже, чем напряжение на экранирующей сетке. Вторичные электроны, выбиваемые из анода в результате бомбардировки его первичными электронами, притягиваются здесь экранирующей сеткой, обладающей

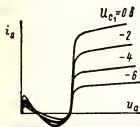


Рис. 3-19. Осциллограмма семейства анодных характеристик тетрода, показывающая наличие провала (вторично-эмиссионной петли) в характеристиках при  $U_{c_2} = 150$  в.

более высоким, чем анод положительным потенциалом. В итоге анодный ток уменьшается и в характеристиках  $i_a = f(U_a)$  появляется провал.

Как следует из осциллограмм характеристик тетрода (рис. 3-19), вторично-эмиссионная составляющая анодного тока может превзойти прямую составляющую электронного тока, идущего на анод, и результирующий анодный ток в этом случае пойдет в обратном направлении. Это явление может быть ослаблено путем карбонирования внутренней поверхности анода, что обеспечивает уменьшение коэффициента вторичной эмиссии.

Вследствие искажения значительной части тетродных характеристик уменьшается линейная область характеристик тетрода, пригодная для работы в режимах неискаженного усиления; поэтому усилительные тетроды вскоре были заменены пентодами и специальными лучевыми тетрами, анодные характеристики которых не имеют провала.

### 3-11. Пентод

В 1930 году была изобретена пятиэлектродная лампа, или пентод, в котором устранены недостатки, присущие тетроду. Благодаря наличию трех сеток — управляющей, экранирующей и антидинаatronной — в характеристиках пентода отсутствуют провалы, имеющиеся в характеристиках тетрода в области низких анодных напряжений. В пентодах улучшена внутренняя экранировка входной цепи лампы от выходной ее цепи, в результате чего пентоды имеют еще большее внутреннее сопротивление, чем тетроды.

Внутреннее сопротивление усилительных пентодов достигает одного и более мегом, причем коэффициент усиления пентодов также весьма велик.

Из семейства анодных характеристик пентода, приведенного на рис. 3-20, непосредственно видны преимущества пентодных характерис-

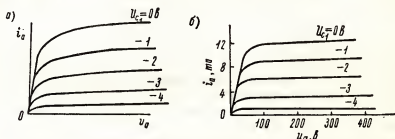


Рис. 3-20. Осциллограмма анодных характеристик реального пентода,  $U_{g_2} = 90$  в (а). Типовые анодные характеристики пентода,  $U_{g_2} = 90$  в (б).

тик по сравнению с тетродными. Устранение вторично-эмиссионного провала в анодных характеристиках пентода получается благодаря третьей, антидинаatronной сетке, расположенной между анодом и экранирующей сеткой и находящейся под нулевым или малым положительным потен-

циалом. Напряжение антидинаatronной сетки всегда значительно ниже напряжения на аноде и экранирующей сетке, и поэтому в области антидинаatronной сетки образуется минимум потенциала, задерживающий вторичные электроны, вылетающие из анода и экранирующей сетки и возвращающие эти электроны обратно на тот электрод, из которого они вышли.

Именно поэтому при наличии антидинаatronной сетки и исчезают вторично-эмиссионные провалы в характеристиках анодного тока и тока экранирующей сетки пентода и тем самым расширяется линейная область анодных характеристик пентода, что с особой наглядностью показывает сопоставление осциллограмм тетродной и пентодной характеристик (рис. 3-21).



Рис. 3-21. Характеристики реального усилительного пентода.

1 — при включении по схеме тетрода; 2 — при включении по схеме пентода.

постоянным потенциале и поэтому ее непосредственно соединяют с катодом. Во многих усилительных пентодах это соединение осуществляется внутри лампы, непосредственно при ее изготовлении.

При работе на линейных участках анодных характеристик пентода можно пользоваться эквивалентными схемами, аналогичными рассмотренным ранее эквивалентным схемам триода. Наиболее удобно пользоваться эквивалентной схемой генератора тока, поскольку пентод, как следует из его характеристик, по своему действию сходен с генератором тока: анодный ток пентода в линейной части его характеристик почти совершенно не зависит от анодного напряжения.

Поскольку внутреннее сопротивление большинства пентодов превышает один мегом, применение нагрузочных сопротивлений, превосходящих  $R_i$ , потребовало бы очень высоких питающих анодных напряжений  $U_{a-}$ , так как часть анодного напряжения, равная произведению постоянной составляющей анодного тока на сопротивление нагрузки  $I_{a-} R_n$ , падает на нагрузочном сопротивлении. При использовании усилительных схем с нагрузкой в виде резонансных контуров также практически невозможно получить столь высокое эквивалентное сопротивление нагруженного контура, которое было бы сравнимо по величине с внутренним сопротивлением пентода.

Кроме того, контуры со столь высокими эквивалентными сопротивлениями, если бы даже и удалось их осуществить, в подавляющем большинстве случаев оказались бы непригодными для использования в усилительных схемах вследствие неустойчивой работы усилителей с подобными контурами и малой полосы пропускания последних.

Вследствие этих трудностей обычно пользуются сопротивлениями анодной нагрузки 100 000—200 000 ом.

Так как величина нагрузки мала по сравнению с внутренним сопротивлением пентода  $R_i$ , то сопротивление нагрузки не оказывает существенного влияния на ток пентода, работающего в усилительной схеме. Обращаясь к эквивалентной схеме генератора тока и полагая  $R_i \gg Z_a$ , ветвь  $U_{\text{вых}}/R_i$  можно исключить из схемы, поскольку ток в данной ветви пренебрежимо мал по сравнению с током, проходящим через ветвь  $R_a$ . Благодаря этому эквивалентная схема усилительного каскада на пентоде упрощается (рис. 3-22).

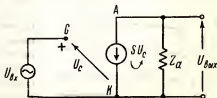


Рис. 3-22. Эквивалентная схема с генератором тока для пентода, с высоким внутренним сопротивлением  $R_i$ .

Эта схема будет справедлива при выполнении двух допущений: 1) если рабочая область характеристики пентода линейна и 2) если внутреннее сопротивление лампы во много раз превосходит сопротивление нагрузки  $R_i \gg Z_a$ .

Приведенная схема будет также справедлива только для не очень высоких частот, так как в ней не учтены междueleктродные емкости лампы.

Коэффициент усиления каскада на пентоде можно определить из выражения

$$U_{\text{вых}} = -S U_c Z_a, \quad (3-26)$$

откуда

$$A = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -S Z_a.$$

Это выражение проще, чем соответствующее выражение для усилительного каскада на триоде. При анализе усилителя на пентоде можно также пользоваться графоаналитическим методом, основанным на использовании нагрузочной прямой.

Собрав усилитель на пентоде 6AK5, имеющем крутизну характеристики 25 ма/в, можно получить коэффициент усиления, равный 127 на один каскад.

Благодаря высокому коэффициенту усиления и малой емкости связи между входной и выходной цепью лампы, т.е. емкости анод—сетка  $C_{ac}$ , пентоды нашли широкое применение в усилительных схемах всех диапазонов частот.

### 3-12. Лучевой тетрод

Еще лучшими эксплуатационными данными, чем пентод, обладают особые лучевые тетроды, имеющие пентодные характеристики, и притом значительно меньший, чем в пентодах, ток экранирующей сетки, меньшие междueleктродные емкости и более высокую крутизну. Кроме того, благодаря высокой крутизне начальной части анодных характери-

стик лучевого тетрода и резкому их перегибу при переходе от начальной к линейной части (рис. 3-23) линейная область характеристик в лучевых тетродах шире, чем в пентодах.

При работе в режиме больших амплитуд, когда на управляющую сетку лампы в течение части перехода подается положительное напряжение и возникает ток управляющей сетки, лучевые тетроды имеют

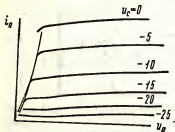


Рис. 3-23. Анодные характеристики лучевого тетрода 6Л16,  $U_{c_2} = 230$  в.

еще одно существенное преимущество по сравнению с лампами иных типов, а именно: они позволяют получить наиболее высокий коэффициент усиления по мощности каждого усилительного каскада. Это объясняется тем, что благодаря совершенной «лучевой» структуре электронного потока, токи управляющей сетки, а следовательно, и мощность, затрачиваемая во входной цепи лампы, в лучевых тетродах значительно меньше, чем в триодах, пентодах и обычных, не лучевых тетродах.

Для получения лучевой структуры электронного потока, управляющая и экранирующая сетки конструируются таким образом, чтобы их витки располагались точно «в створ», т.е. друг против друга, а вместо антидинатронной сетки используются специальные лучеобразующие электроды, обеспечивающие дополнительную «боковую» фокусировку электронного потока. Расстояния между электродами и постоянные напряжения на них в лучевом тетроде выбираются на основе «электронно-оптических» соотношений, позволяющих получить электронный поток заданной формы, подобно тому как соответствующим образом подобранные оптические устройства обеспечивают заданную форму светового потока.

Благодаря высокой плотности электронов в луче и соответствующей форме и расположению электродов, между анодом и экранирующей сеткой лучевого тетрода образуется минимум потенциала, действующий так же, как и антидинатронная сетка пентода, т.е. устраняющий вторично-эмиссионные провалы в характеристиках анодного тока и тока экранирующей сетки.

Обычно электронно-лучевые лампы используются в режимах больших амплитуд выходного сигнала, где преимущества данных ламп особенно существенны. Поэтому при расчете режимов их работы часто пользуются графо-аналитическими методами, основанными на использовании нагрузочных прямых.

### 3-13. Пентоды с переменным коэффициентом усиления (пентод «варимю»)

В разделе 3-11 было показано, что усиление каскада на пентоде равно  $SZ_a$ . Крутизна характеристики  $S$  является функцией напряжения смещения  $U_{c_2}$ , так как по мере сдвига рабочей точки влево по харак-



теристике, т.е. в область малых анодных токов, наклон характеристики уменьшается и значение крутизны падает. Это дает возможность плавного изменения коэффициента усиления усилительного каскада путем изменения сеточного смещения. Однако при использовании триода или обыкновенного пентода при переходе в область малых анодных токов наклон характеристики падает слишком быстро, что может стать причиной заметных искажений.

Для осуществления регулируемого усиления без существенных искажений был разработан пентод с переменным коэффициентом усиления пентод варимю.

Как видно из рис. 3-24, подобные пентоды имеют удлинненный «хвост» характеристик, в пределах которого наклон характеристик, а следовательно и ее крутизна, медленно и плавно изменяются. Подобные характеристики получают путем использования управляющих сеток, имеющих на различных участках разную «густоту» навивки.

При небольших отрицательных сеточных смещениях лампа имеет большую крутизну и высокий коэффициент усиления, так как здесь электронный ток проходит и через разреженный и через густой участок сетки. Увеличивая отрицательное смещение, получим, что участки с густой навивкой перестают пропускать электронный ток к аноду, в результате крутизна и коэффициент усиления лампы падают.

Один из обычных пентодов варимю при напряжении смещения  $U_{c0} = -3$  в имел крутизну  $S = 2$  ма/в и при нагрузке в 50000 ом усиление на каскад было равно 100. При смещении же  $U_{c0} = -35$  в крутизна этого пентода уменьшилась до 0,01 ма/в и коэффициент усиления каскада упал до 0,5.

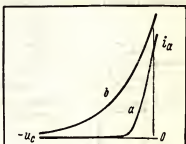


Рис. 3-24. Динамические анодно-сеточные характеристики: а — для обычного пентода (с коротким хвостом характеристики); б — для пентода варимю (с удлиненным хвостом характеристики).

### 3-14. Автоматическое смещение и иные цепи питания

Как говорилось выше, анодный ток лампы при наличии сигнала может быть представлен в виде суммы постоянной и переменной составляющей:

$$I_a = I_{a0} + I_{a\sim}$$

Если включить между катодом и общей заземленной точкой схемы параллельную цепь, состоящую из сопротивления  $R_k$  и конденсатора  $C_k$  (рис. 3-25), постоянная составляющая анодного тока, проходя через сопротивление  $R_k$ , вызовет падение напряжения на нем, равное

$$U_k = R_k I_{a0}, \quad (3-27)$$

а конденсатор  $C_K$  пропустит без потерь переменную составляющую анодного тока.

Полярность падения напряжения на сопротивлении  $R_K$  такова, что на катод подается положительное напряжение  $U_{K-}$  относительно общей точки схемы. Поддача положительного напряжения на катод эквивалентна подаче равного отрицательного напряжения на управляющую сетку.

Напряжение смещения получится здесь «автоматически» без какого-либо дополнительного источника напряжения, что очень удобно. Поэтому схемы «автоматического смещения» широко используются в ламповой аппаратуре.

Величина катодного сопротивления  $R_K$ , необходимого для получения заданного напряжения смещения  $U_{c-}$ , определяется по формуле:

$$R_K = \frac{U_{c-}}{I_{a-}}. \quad (3-28)$$

Конденсатор  $C_K$  выбирается таким образом, чтобы его реактивное сопротивление было мало по сравнению с сопротивлением  $R_K$ . Благодаря этому, переменная составляющая анодного тока почти целиком идет по емкостной ветви и падение напряжения переменного тока на клеммах параллельной цепи  $R_K C_K$  будет ничтожно мало.

Если на наиболее низкой из рабочих частот усилителя реактивное сопротивление катодного конденсатора  $x_{CK}$  будет на много меньше  $R_K$ , то неравенство  $x_{CK} \ll R_K$  будет удовлетворяться и на всех более высоких частотах.

Обычно достаточно обеспечить соотношение  $x_{CK} = R_K/10$ , хотя иногда из экономических соображений используют и меньшие емкости  $C_K$ .

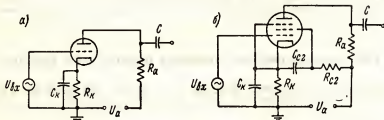


Рис. 3-26. Триодный усилитель с автоматическим смещением (а). Пентодный усилитель с автоматическим смещением и питанием экранирующей сетки от анодного источника через последовательные сопротивления (б).

Если конденсатор  $C_K$  подобран правильно, то вся цепь автоматического смещения  $R_K C_K$  при анализе усилительной схемы может быть опущена. Работа схемы при отсутствии  $C_K$  или малой его величине будет рассмотрена в пятой главе.

Схемы катодного автоматического смещения для триода и пентода показаны на рис. 3-26. Одновременно на рис. 3-26, б показана схема питания экранирующей сетки от анодного источника через последовательное сопротивление  $R_{сз}$ , величина которого подбирается таким образом, чтобы падение напряжения на нем за счет тока экранирующей сетки было равно разности между заданными значениями постоянного напряжения на аноде и на экранирующей сетке лампы.

Конденсатор  $C_{сз}$ , включенный между экранирующей сеткой и катодом, должен обладать возможно меньшим реактивным сопротивлением, не превышающим нескольких сотен  $\Omega$  на наиболее низкой рабочей частоте.

Анодные напряжения обычно подаются от выпрямителей. Однако для простоты в схемах рассматриваемых ламповых устройств в качестве источника анодного питания вместо выпрямителя указывается везде анодная батарея.

### 3-15. Искажения сигналов

Наличие какой-либо разницы между формой входных и выходных сигналов свидетельствует об искажениях, имеющих место в усилителе. Во многих случаях применения необходимо, чтобы электронная лампа усиливала входной сигнал без искажений, т.е. чтобы входной и выходной сигналы имели одинаковую форму.

В некоторых иных случаях искажения вносятся преднамеренно, с целью получения на выходе видоизмененного нужным образом сигнала.

В ламповых схемах различаются три вида искажений: частотные, амплитудные и фазовые.

Частотные искажения возникают вследствие неравномерного усиления схемой различных частот. На рис. 3-27 показана типовая частотная характеристика усилителя, т.е. кривая зависимости его коэффициента усиления от частоты.

Идеальной была бы частотная характеристика, имеющая вид горизонтальной прямой (пунктирная линия на рис. 3-27), при которой частотные искажения отсутствуют. В реальном усилителе частотные характеристики обычно имеют завал на одном или обоих концах рабочего диапазона частот. Следовательно, усиление при частотах  $f_a$  и  $f_b$  не будет одинаковым. Если на вход поступает сложный сигнал, содержащий обе эти частоты, например, сигнал вида

$$U_{вх} = k_a \sin \omega_a t + k_b \sin \omega_b t,$$

и если при этом коэффициент усиления для частоты  $f_a$  равен  $n$ , а для частоты  $f_b$   $0,8n$ , то уравнение выходного сигнала будет иметь вид:

$$U_{вых} = n \sin \omega_a t + 0,8n \sin \omega_b t.$$

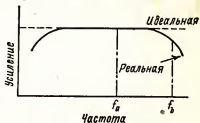


Рис. 3-27. Частотная характеристика усилителя (кривая зависимости усиления каскада частоты приходящего сигнала).

Форма этого сигнала будет отличаться от формы сигнала на входе, т.е. будут иметь место искажения.

Частотные искажения появляются вследствие наличия реактивных элементов в самой лампе и в иных участках схемы.

Нелинейные, или амплитудные, искажения возникают в том случае, когда при изменении величины входного сигнала изме-

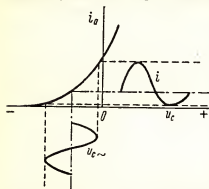


Рис. 3-28. Нелинейные искажения, обусловленные нелинейностью рабочей части динамической характеристики.

няется и величина отношения между входным и выходным сигналом. Если динамическая характеристика электронной лампы нелинейна, получаются нелинейные искажения (рис. 3-28). Здесь входное сеточное напряжение  $U_{вх}$  синусоидально, тогда как форма выходного тока существенно отлична от синусоиды. В результате этого в выходной цепи появляются гармоники входного напряжения, т.е. такие переменные составляющие, частота которых выше частоты входного напряжения в некоторое целое число раз, определяющее номер гармоники. Так, например, частота второй гармоники

в два раза выше основной частоты и т.д.

Когда на вход нелинейного лампового усилителя одновременно поступает несколько частот, нелинейность характеристики вызывает не только появление гармоник всех этих частот, но и возникновение дополнительных комбинационных частот, т.е. переменных составляющих, частоты которых являются различными комбинациями сумм и разностей всех иных имеющихся частот. Нелинейные искажения чаще всего возникают вследствие неправильного режима работы лампы.

Фазовые искажения возникают в тех случаях, когда фазовые соотношения между разными частотными составляющими входного сигнала в процессе усиления не сохраняются. Если фазовый угол  $\varphi$ , на который сдвинуты различные частотные составляющие входного сигнала, пропорционален частоте, то фазы всех составляющих будут сдвинуты на один и тот же временной интервал и, следовательно, вся волна сдвинется без фазовых искажений. Условием отсутствия фазовых искажений является постоянство производной  $\frac{d\varphi}{d\omega}$ , что является важным критерием при оценке подобных искажений.

Причиной появления фазовых искажений является наличие в схеме элементов с реактивным сопротивлением.

### 3-16. Основные виды рабочих режимов ламп

Различным режимам работы электронных ламп присвоено наименование: класс *A*, *AB*, *B* или *C*. Характерные особенности режимов различных классов поясняет рис. 3-29, на котором показаны положе-

ние рабочей точки на динамической характеристике и форма входного (сеточного) напряжения и выходного (анодного) тока при работе лампы в режиме класса  $A$ ,  $B$  и  $C$ .

В режиме класса  $A$  напряжение смещения  $U_{c=}$  устанавливается таким образом, чтобы работа происходила на линейном участке характеристики. Следовательно, в режимах класса  $A$  форма анодного тока должна повторять без искажений форму входного сигнала.

Если усилительная лампа должна работать без сеточных токов, напряжение смещения  $U_{c=}$  выбирается несколько меньше половины напряжения отсечки анодного тока. Амплитуда входного сигнала, поступающего на сетку, невелика, и сетка в режиме класса  $A$  обычно работает без захода в область положительных напряжений. Однако это условие для режимов класса  $A$  не является обязательным.

Искажения при работе в режиме класса  $A$  вследствие линейности рабочего участка характеристики весьма малы.

Усиление по напряжению в режимах класса  $A$  получается большим, но выходная мощность невелика, так как амплитуда напряжений и токов ограничена. Коэффициент полезного действия низок: теоретически он не может превышать 50%, а практически — не превосходит  $2 \div 25\%$ . Усилители класса  $A$  используются для усиления напряжения и в тех случаях, где требуется получение большой мощности при малых искажениях.

В режиме класса  $B$  (рис. 3-29,  $b$ ) напряжение смещения сетки устанавливается приблизительно равным напряжению отсечки, поэтому анодный ток проходит через лампу только в течение половины периода, соответствующего положительной полуволне входного напря-

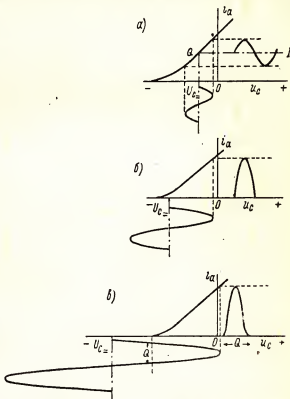


Рис. 3-29. Основные виды рабочих режимов лампы:  $a$  — режим класса  $A$ ;  $b$  — режим класса  $B$ ;  $c$  — режим класса  $C$ .

жения. Импульсы анодного тока в режиме класса *B* имеют форму половины синусоиды. Отрицательные полупериоды синусоиды отсутствуют, поэтому искажения велики.

Для уменьшения искажений и повышения выходной мощности широко используются двухтактные усилители класса *B*, в которых работают по две лампы, включенные в противофазе. Через одну из ламп проходят положительные, и через вторую — отрицательные полупериоды синусоиды и, складываясь в нагрузке, эти сигналы образуют выходной сигнал, близкий к синусоиде.

Так как в режиме класса *B* допускается использование входных сигналов большой амплитуды, мощность на выходе может быть достаточно велика, и теоретическое максимальное значение к.п.д. 78,5%. Практически же в режиме класса *B* усилительных ламп к.п.д. 50÷60%.

В режиме класса *AB* сеточное смещение имеет промежуточное значение между величинами, соответствующими режимам класса *A* и класса *B*. Анодный ток в таком случае проходит в течение более половины, но менее полного периода напряжения на входе. Искажения, выходная мощность и к.п.д. в режимах класса *AB* также имеют значения промежуточные между величинами, соответствующими классу *A* и классу *B*.

Режим класса *C* характеризуется тем, что напряжение смещения здесь по абсолютной величине берется больше напряжения отсечки, и анодный ток протекает в течение части периода входного напряжения меньшей половины (рис. 3-29, в).

Доля периода, в течение которой анодный ток в режиме класса *C* проходит через лампу, называется углом отсечки. Иногда углом отсечки называют половину этой части периода.

В режимах класса *C* на вход подаются сигналы большой амплитуды, вследствие чего выходная мощность будет также велика.

Теоретически к.п.д. в режимах класса *C* может достигнуть 100%, в действительности же — он имеет порядок 65—85%.

Вследствие сильных искажений, присущих режиму класса *C*, этот режим используется только при работе на высоких частотах, когда высшие гармонические составляющие искаженного входного сигнала могут быть устранены применением простейших фильтров.

### 3-17. Децibel как единица измерения усиления мощности

При исследовании характеристик различных схем оказалось удобным пользоваться логарифмами усиления и выходной мощности усилителей. Введение логарифмических единиц желательно и потому, что чувствительность уха, являющегося конечным воспринимающим органом для большинства радиоэлектронной аппаратуры, пропорциональна логарифму интенсивности воспринимаемого сигнала.

В качестве единицы для измерения логарифма отношения мощностей на выходе и входе усилительного устройства используется бел, названный так по фамилии ученого А. Белла. Практически более приемлемой оказалась единица в 10 раз меньшая бела — децибел (дб).

Соответственно определению децибела имеем

$$\text{число децибел} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}. \quad (3-29)$$

Децибел является единицей, измеряющей отношение мощностей, а не единицей для измерения самой мощности. Если, однако, установить для мощности  $P$  некоторое стандартное исходное значение, или так называемый нулевой уровень, то можно будет выражать в децибелах и абсолютные мощности. Абсолютная мощность, выраженная в децибелах, показывает на сколько децибел данная мощность больше (или меньше) стандартного нулевого уровня. Был предложен ряд значений для нулевого уровня; общепринятой в настоящее время является величина  $0,001 \text{ вт}$  — милливатт.

Если какие-либо две мощности  $P_1$  и  $P_2$  измеряются на сопротивлениях равной величины, то согласно выражению мощности через напряжения и сопротивления ( $P = U^2/R$ ) имеем:

$$10 \log \frac{P_2}{P_1} (\text{дб}) = 10 \log \frac{U_2^2}{U_1^2} (\text{дб}) = 20 \log \frac{U_2}{U_1}. \quad (3-30)$$

Полагая, что цепь — сетка — катод лампы имеет бесконечно большое сопротивление, а выходное напряжение измеряется в режиме холостого хода выходной цепи, для определения усиления каскада усилителя напряжения в режиме холостого хода можно воспользоваться выражением (3-30):

$$\text{усиление напряжения (в дб)} = 20 \log \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}. \quad (3-31)$$

В этом выражении минус обозначал бы не усиление, а уменьшение (ослабление) напряжения.

Знаком  $\log$  в дальнейшем будем обозначать, как обычно, десятичные логарифмы.

Натуральные или Неперовы логарифмы будут иметь обозначение  $\ln$ . Натуральные логарифмы отношения напряжений и мощностей применяются обычно для оценки усиления (или ослабления) радиоэлектронной аппаратуры в технике проводной связи, где в качестве единицы усиления используются неперы. Усиление в неперах равно натуральному логарифму отношения сравниваемых мощностей.

*Пример 1.* Выходная мощность усилителя составляет в одном случае  $P_1 = 3,5 \text{ вт}$  и в другом  $P_2 = 7,0 \text{ вт}$ .

Найти относительный уровень мощности на выходе, приняв за нулевой уровень  $0,001 \text{ вт}$ .

В первом случае:

$$P_1 (\text{дб}) = 10 \log \frac{3,5}{0,001} = 10 \times 3,544 = 35,44 \text{ дб}.$$

Во втором случае:

$$P_2(\text{дБ}) = 10 \log \frac{7,0}{0,001} = 10 \times 3,845 = 38,45 \text{ дБ}.$$

Таким образом увеличение мощности в два раза соответствует ее увеличению всего на 3,01 дБ ( $10 \log 2$ ).

*Пример 2.* На вход усилителя поступает напряжение 0,01 в, при этом на выходе оно получается 2,17 в.

Найти усиление, выраженное в децибелах.

$$\text{Усиление} = 20 \log \frac{2,17}{0,01} = 20 \times (\log 100 + \log 2,17) = 47,3 \text{ дБ}.$$

*Пример 3.* К.п.д. трансформатора равен 72%.

Определить потери в трансформаторе, выразив их в децибелах.

$$\text{К.п.д.} = \frac{P_2}{P_1} = 0,72.$$

Следовательно, потери мощности в трансформаторе, выраженные в децибелах, будут равны  $10 \log 0,72$ . Учитывая,

$$\text{что} \quad \log \frac{1}{A} = -\log A,$$

$$\text{получим ослабление в децибелах, равное} \quad -10 \log \frac{1}{0,72} = -10 \log 1,39 = \\ = 10 \times 0,143 = -1,43 \text{ дБ}.$$

Знак «минус» означает уменьшение мощности.

### 3-18. Электронно-лучевая трубка. Осциллограф

Формы напряжения и токов можно изучать путем непосредственного их наблюдения на экране «электронно-лучевой» трубки, в которой напряжения и токи преобразуются в видимые изображения. Основным рабочим элементом электронно-лучевой трубки является электронный луч — тонкий и длинный пучок электронов, падающий на флуоресцирующий экран трубки, где в месте падения электронного луча появляется яркое светящееся пятно. Светящееся пятно можно перемещать по экрану, воздействуя на электронный луч электрическим или магнитным полем. Если эти отклоняющие поля будут быстро изменяться во времени, электронный луч будет непрерывно перемещаться по экрану, и на последнем возникнет светящаяся линия, форма которой определяется законами изменения отклоняющих полей во времени.

Для того чтобы светящаяся линия на экране была четкой и тонкой, электронный луч должен быть «остро» сфокусирован, для чего в электронно-лучевых трубках используются специальные фокусирующие устройства.

Для фокусировки электронного луча также могут быть применены электрические и магнитные поля. Соответственно виду фокусирую-



щих и отклоняющих полей различают электронно-лучевые трубки с электростатической (или магнитной) фокусировкой и электростатическим (или магнитным) управлением.

На рис. 3-30 приведен схематический эскиз электронно-лучевой трубки с электростатической фокусировкой и электростатическим управлением.

Источником электронов в трубке служит нагретый катод К. Сетка С, снабженная небольшим отверстием в центре, пропускает через себя пучок электронов, причем интенсивность пучка можно менять, изменяя потенциал сетки относительно катода. Это позволяет регулировать яркость светящегося пятна на

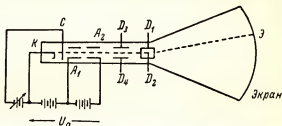


Рис. 3-30. Схематический эскиз электронно-лучевой трубки.

флуоресцирующем экране. Далее пучок электронов проходит через отверстия анодов  $A_1$  и  $A_2$ . Эти два анода образуют электростатическую линзу, фокусирующую электронный пучок на экране в виде яркой светящейся точки малого диаметра. Потенциал анода  $A_1$  можно изменять и тем самым регулировать фокусировку электронного луча. Все устройство, обеспечивающее формирование луча, называется электронным прожектором, а иногда электронной пушкой.

По выходе из прожектора электронный луч проходит между первой парой параллельных отклоняющих (дефлекторных) пластин  $D_3$  и  $D_4$ , а затем между второй парой отклоняющих пластин  $D_1$  и  $D_2$ , расположенных под прямым углом к первой паре. Электрическое поле, создаваемое между  $D_3$  и  $D_4$ , отклоняет электронный пучок в направлении, перпендикулярном к плоскости пластин (на рис. 3-30 вверх или вниз). Напряжение же, приложенное к пластинам второй пары  $D_1$ ,  $D_2$ , вызывает отклонение пучка в горизонтальном направлении, перпендикулярном к отклонению, обусловленному воздействием пластин.

Таким образом, положение пятна на экране можно регулировать по двум координатам, изменяя напряжения, подаваемые на первую и вторую пару отклоняющих пластин.

Отклонение луча можно рассчитать, зная геометрические размеры трубки, для чего используется формула:

$$D = \frac{l_D L U_D}{2d U_a}, \quad (3-32)$$

где  $l_D$  — длина отклоняющей пластины, м;  
 $L$  — расстояние между центром пластин и экраном, м;  
 $U_D$  — отклоняющее напряжение;  
 $d$  — расстояние между отклоняющими пластинами, м;  
 $U_a$  — напряжение, ускоряющее электроны в луче.

Из формулы (3-32) вытекает, что отклонение луча пропорционально приложенному отклоняющему напряжению  $U_d$  или же напряженности электрического поля между отклоняющими пластинами  $E_d$ .

Ускоряющее напряжение  $U_a$ , в зависимости от конструкции и назначения трубки и режима ее работы изменяется в пределах от 1000 до 80 000 в.

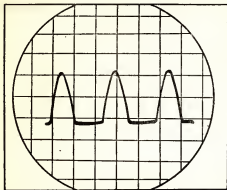


Рис. 3-31. Осциллограмма периодического процесса на калиброванном экране трубки.

С помощью электронно-лучевых трубок можно производить и количественные исследования излучаемых напряжений и токов, для чего либо используются прозрачные пластины с масштабной сеткой, накладываемые на экран трубки, либо же применяются специальные относительно несложные устройства, в которых масштабные отметки или масштабную сетку на экране прочерчивает сам электронный луч.

В качестве напряжения для линейной развертки электронного луча по времени обычно используются пилообразные напряжения (рис. 3-32), которые в течение рабочей части периода относительно медленно и линейно нарастают со временем и затем, в течение незначительной части периода, очень быстро падают от максимального до исходного значений. В течение этой части периода пилообразного напряжения электронный луч возвращается в начальное положение. Перемещение луча происходит настолько быстро, что обратный ход его почти не заметен на экране. В некоторых случаях напряжение обратного хода пилообразной развертки используется для подачи на управляющую сетку трубки отрицательного гасящего напряжения, запирающего ток луча. При использовании подобных схем обратный ход луча не оставляет светящегося следа на экране.

Как говорилось выше, можно управлять отклонением электронного луча также при помощи магнитного поля, перпендикулярного направлению движения электронов в луче. Это поле получают от наружных катушек, питаемых соответственно изменяющимся током.

Подавая на отклоняющие пластины оси  $X$  напряжение, изменяющееся линейно во времени, можно наблюдать изменение во времени напряжения на отклоняющих пластинах оси  $Y$ .

Для изучения процессов изменения во времени токов исследуемый ток пропускают через линейное сопротивление и падение напряжения на последнем подается на отклоняющие пластины оси  $Y$ .

На рис. 3-31 приведена осциллограмма анодного тока лампы, работающей в режиме класса  $B$ .

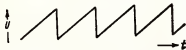


Рис. 3-32. Напряжение пилообразной формы.

Величину отклонения луча магнитным полем можно рассчитать по формуле

$$D \sqrt{\frac{e}{m}} \frac{B}{\sqrt{2U_a}} l_m l, \quad (3-33)$$

где  $e/m$  — отношение заряда электрона к его массе, равное  $1,759 \times 10^{11}$  кулон на кг;

$U_a$  — ускоряющее напряжение;

$B$  — магнитная индукция, вб/м<sup>2</sup>;

$l_m$  — длина отрезка луча, находящегося в магнитном поле, м;

$l$  — расстояние между центром отклоняющего поля и экраном, м.

В катушках без магнитного сердечника  $B$  прямо пропорционально току в катушке; последний же связан с мгновенными значениями подводимого к катушке напряжения нелинейной зависимостью:

$$i = \frac{1}{L} \int_0^t u dt.$$

Поэтому непосредственное наблюдение формы исследуемого напряжения при магнитном отклонении не представляется возможным. Однако при использовании достаточно простых корректирующих элементов можно получить в катушке ток, являющийся линейной функцией времени. Благодаря этому магнитное управление широко применяется для получения линейной развертки по времени в различных радиоэлектронных устройствах, и в том числе в большинстве телевизионных приемников.

Материалы флуоресцирующего покрытия экранов электронно-лучевых трубок изготавливаются из природных и синтетических минеральных веществ, которые подбираются для получения желаемой цветовой характеристики и длительности свечения. Флуоресцирующие покрытия электронно-лучевых трубок называют фосфорами, хотя эти покрытия не содержат ни фосфора ни его соединений. Имеются экраны с послесвечением, свечение которых сохраняется в течение любого заданного времени после исчезновения возбуждения.

Осциллограммы чрезвычайно коротких сигналов или отдельных импульсов, разделенных длительными периодами «молчания», сохраняются на подобных экранах в течение времени, достаточного для визуального наблюдения. Выпускаются экраны с инерционностью от немногих микросекунд до нескольких минут. Имеются трубки, в которых «запись» на экране сохраняется неограниченное время и для «стирания» ее применяются специальные дополнительные устройства. В подобных трубках, скиатронах, след электронного луча имеет вид темной линии на светлом фоне экрана, вследствие чего скиатроны называют также трубками с темновой записью. Длительное послесвечение в обычных трубках достигается применением двухслойных экранов, в которых малоинерционный материал с большой световой отдачей в синей и ультрафиолетовой областях возбуждается пучком электронов;

ультрафиолетовое излучение первого слоя возбуждает второй слой, обладающий длительной фосфоросценцией в желтой части спектра. Обычные лабораторные осциллографы, как правило, снабжаются трубками с экраном, покрытым фосфором  $P_1$  зеленого свечения со средней инерционностью от 20 до 30 мсек, обладающим хорошей разрешающей способностью и умеренным послесвечением, удобным для визуального наблюдения (см. таблицу).

**Флуоресцирующие материалы (фосфоры) для экранов**

Тип фосфора	Цвет свечения	Характер послесвечения	Основное назначение
$P_1$	Зеленый	Среднее, 20 мсек	Для осциллографов общего назначения
$P_3$	Сине-зеленый сопровождающийся желтым	Синее - кратковременное и желтое длительное (несколько минут)	Для наблюдения кратковременных сигналов
$P_4$	Белый	Среднее, 33 мсек	Для телевизионных трубок
$P_6$	Синий	Весьма кратковременное, < 20 мсек	Для быстрой фотосъемки
$P_7$	Синий, затем желтый	Синее-кратковременное и желтое длительное 1 мин.	Для радиолокаторов
$P_{11}$	Синий	Кратковременное 1—2 мсек	Аналогично $P_6$
$P_{18}$	Сине-зеленый	Очень кратковременное	Для анализа (быстропротекающие явления)

Прибор с электронно-лучевой трубкой, предназначенный для непосредственного «визуального» наблюдения различных электрических процессов, называется осциллографом.

В типовую блок-схему осциллографа (рис. 3-33) входят усилители для отклоняющих напряжений оси  $X$  и  $Y$ , широкодиапазонный генератор напряжения развертки и источники питания, дающие ускоряющие и фокусирующие напряжения и питающие различные усилители. Усилители отклоняющих напряжений должны обладать достаточно широкой частотной характеристикой, чтобы не вносить частотных искажений в исследуемые сигналы.

Осциллограммы различных процессов легко фотографировать, поэтому фотографии осциллограмм помещают в технической литературе

для иллюстраций различных процессов. При фотографировании на панхроматическую пленку рекомендуется использовать экраны с покрытиями  $P_1$  или  $P_5$ .

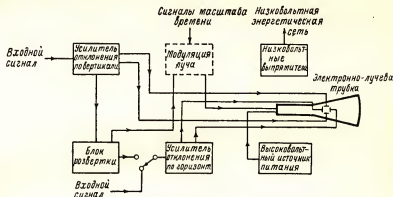


Рис. 3-33. Блок-схема осциллографа.

Проявление пленки в высококонтрастном проявителе и печатание на контрастной бумаге способствуют получению контрастного изображения.

### Задачи

3-1. Специальная лампа с вольфрамовой нитью имеет вольт-амперную характеристику, определяемую уравнением:

$$I = 0,012 u^{1,9} a.$$

Найти внутреннее дифференциальное сопротивление лампы и ее сопротивление постоянному току при токах 0,62 и 1,15 а, а также напряжение на лампе, соответствующее этим токам.

3-2. При испытании одного из триодов были получены следующие данные:

$i_a, \text{ ма}$ .....	10,0	10,0	9,0	11,2
$U_c, \text{ в}$ .....	-3	-5	-3	-2
$U_a, \text{ в}$ .....	155	190	145	155

Найти значения  $\mu$ ,  $S$  и  $R_i$ , полагая характеристики линейными.

3-3. Функцию (3-12) можно разложить в ряд Тейлора; для некоторой лампы первые два члена ряда имеют вид:

$$= 57 \cdot 10^{-6} (12 u_c + u_a) + 0,24 \cdot 10^{-6} (12 u_c + u_a)^2.$$

Остальными членами ряда можно пренебречь.

Найти значения  $i_a$ ,  $R_i$  и  $S$ , если рабочей точке соответствуют:  $U_{c-} = -6 \text{ в}$  и  $U_{a-} = 180 \text{ в}$ .

3-4. Характеристики триода приведены на рис. 3-34. При нагрузке  $R_a = 125\,000 \text{ ом}$ ,  $I_a = 0,8 \text{ ма}$  и  $U_c = -1,0 \text{ в}$ .

Найти: а)  $U_{a-}$ ; б) переменное напряжение на выходе при  $U_{\text{вх эф}} = 0,7 \text{ в}$ ; в) напряжение на аноде самой  $U_{a(n)}$  лампы в режиме покоя.

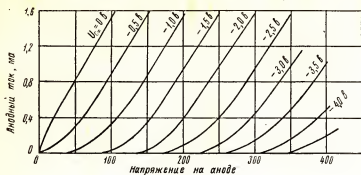


Рис. 3-34.

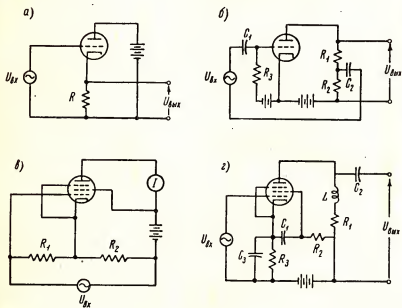


Рис. 3-35.

**3-5.** При какой нагрузке лампы, характеристики которой приведены на рис. 3-34, рабочей точке  $Q$  будет соответствовать:  $I_a = 0,8$  ма,  $U_{a(0)} = 235$  в, если  $U_{a-} = 350$  в.

Рассчитать графо-аналитическим методом усиление, которое можно получить от усилителя при этой нагрузке и режиме, соответствующем рабочей точке  $Q$ ; найти величины  $U_a$ , а также  $I_{a_{\max}}$  и  $I_{a_{\min}}$ , если удвоенная амплитуда входного сигнала равна 2 в.

**3-6.** Начертить эквивалентные схемы генератора тока и генератора напряжения для усилительных схем, приведенных на рис. 3-35. Реактивными сопротивлениями конденсаторов пренебречь, как весьма малыми.

**3-7.** В схеме, приведенной на рис. 3-35, с задано:  $R_1 = 10\ 000$  ом;  $R_L = 15\ 000$  ом;  $S' = 2$  ма/в;  $R_f = 800\ 000$  ом.

Определить показание миллиамперметра переменного тока при  $U_{\text{вх}} = 3,0$  в.

**3-8.** Две лампы, соединенные параллельно, имеют следующие параметры:  $\mu_1 = 4,5$ ;  $S'_1 = 1,75$  ма/в;  $\mu_2 = 30,5$ ;  $S_2 = 3,6$  ма/в.

Определить параметры  $\mu$ ,  $S$ ,  $R_f$  одной лампы, могущей заменить две указанные выше лампы, соединенные параллельно.

**3-9.** Две различные лампы работают параллельно.

Определить в общем виде параметры эквивалентной лампы  $\mu_{\Sigma}$ ,  $R_{f\Sigma}$  и  $S_{\Sigma}$ , выразив их через параметры  $\mu_1$ ,  $R_{f1}$ ,  $S_1$  и  $\mu_2$ ,  $R_{f2}$ ,  $S_2$  соответствующих ламп.

**3-10.** Лампа с характеристиками, соответствующими рис. 3-34, должна работать при  $U_{a-} = 250$  в, причем  $I_a$  должен равняться 1,0 ма.

Определить требуемое напряжение смещения, величину сопротивления в цепи катода, требуемую для реализации этого напряжения в схеме автоматического смещения, и мощность, рассеиваемую в этом сопротивлении.

**3-11.** Динамическая анодно-сеточная характеристика триода может быть выражена рядом:

$$I_a = a_0 + a_1 U_c + a_2 U_c^2 + a_3 U_c^3.$$

Полагая  $U_c = U_c \sin \omega t$ , найти амплитуды составляющих этих частот в выходном токе.

**3-12.** На вход лампы с характеристикой, указанной в предыдущей задаче, подано напряжение

$$U_c = U_1 \sin \omega t + U_2 \sin 3,5 \omega t.$$

Найти составляющие всех частот, имеющиеся в выходном токе, и определить их амплитуды.

**3-13.** Триод с выходной мощностью 0,275 вт питает трансформатор, имеющий к.п.д. 65%. Выразить в децибелах потери в трансформаторе и мощность, выделяемую в нагрузку, приняв за нулевой уровень 0,001 вт (1 милливатт).

**3-14.** Микрофон при мощности на выходе  $-56$  дб имеет полное сопротивление 200 ом. Он работает на усилитель, отдающий на выходе  $+31$  дб в нагрузку, равную 10 ом.

Найти усиление усилителя в децибелах.

Определить мощность в ваттах на выходе усилителя, а также напряжение и ток в нагрузке.

## ЛИТЕРАТУРА

Preis man. A., "Graphical Constructions for Vacuum Tube Circuits", McGraw-Hill Book Company, Inc., New-York, 1943.

## ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

### ЛАМПОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ

Эффективность работы электронной лампы (триода, тетрода или пентода) во многом зависит от типа схемы, в которой лампа используется.

По общей классификации электрических цепей ламповые усилители являются четырехполюсниками, так как содержат две входные и две выходные клеммы, тогда как в усилительных лампах всего три электрода — катод, анод и управляющая сетка — участвуют в процессах усиления сигнала. Поэтому лампа может быть соединена с входными и выходными клеммами усилителя шестью различными способами, из которых используются только три схемы соединения.

Эти три схемы обладают существенно различными свойствами и поэтому каждая из них в дальнейшем изучается в отдельности.

В данной главе лампа будет рассматриваться как линейный элемент эквивалентной схемы, так как здесь будут исследованы только вопросы усиления слабых сигналов, т.е. режимы усиления малых амплитуд. Основное внимание уделяется в данной главе собственно схемам и их элементам (частотно-фазовые характеристики линейных усилительных устройств и иные вопросы, связанные с их работой, рассматриваются в гл. 5).

#### 4-1. Основные типы усилительных схем

Важнейшие различия между тремя основными типами усилительных схем приведены в упрощенном виде на рис. 4-1, где показаны только цепи переменных составляющих сигнала, а источники питания и элементы связи опущены.

В каждой из схем один из электродов лампы является общим для входной и выходной цепи, причем общий электрод обычно заземляется или соединяется с точкой нулевого потенциала по переменному току. Поэтому схемы с каким-либо «общим и заземленным» электродом называют для краткости схемой с заземленным данным электродом, хотя принципиально возможны и используются такие схемы, в которых заземляется не общий электрод.



На рис. 4-1 а, таким общим и заземленным электродом является катод и потому данная схема называется схемой усилителя с заземленным катодом. Это — наиболее распространенный вид схемы усилителей напряжения, работающих на низких и на высоких частотах.

На рис. 4-1, б показана схема с общим и заземленным анодом, в которой выходное напряжение снимается с нагрузочного сопротивления, включенного в цепь катода. Напряжения на катоде здесь совпадают по фазе с входным сигналом на сетке, т.е. возрастает и убывает в такт изменениям входного напряжения. Поэтому данная схема называется катодным повторителем. Коэффициент усиления по напряжению в катодном повторителе меньше единицы, однако схема может быть использована как усилитель тока и как преобразователь высокого полного сопротивления входной цепи в малое сопротивление выходной цепи. Это часто бывает необходимо для согласования выходной цепи усилителя с низкоомной полезной нагрузкой. Во многих радиоэлектронных устройствах находит применение и та особенность катодного повторителя, что он отдает выходной сигнал, совпадающий по фазе с сигналом на входе.

В третьей схеме (рис. 4-1, в) общим и заземленным электродом является сетка, это — схема усилителя с общей заземленной сеткой. Входное напряжение подается здесь на катод. Помимо усиления напряжения, данная схема преобразует малое входное сопротивление в высокое выходное сопротивление. Кроме того, схема с заземленной сеткой обеспечивает развязку между входной и выходной цепью усилителя, так как емкостью связи между этими цепями является здесь междueleктродная емкость анод—катод  $C_{ак}$ , которая во много раз меньше емкости  $C_{ск}$ , являющейся элементом связи в усилителе с общим катодом. Поэтому триодные усилители с заземленной сеткой находят широкое применение на высоких частотах, вплоть до частот дециметрового и сантиметрового диапазонов. Сверхвысокочастотные усилительные триоды, специально разрабатываемые для усилителей с заземленной сеткой, имеют большой коэффициент усиления, т.е. густую сетку, что обеспечивает совершенную развязку между входной и выходной цепью усилителя.

Во всех трех основных схемах усилителей (рис. 4-1) используются триоды, хотя все эти схемы могут работать и на пентодах или тетродах. Однако наиболее удобной для тетродных и пентодных усилителей явля-

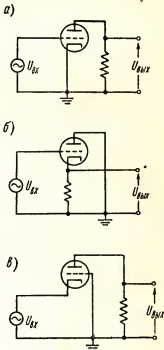


Рис. 4-1. Усилитель с заземленным катодом (а). Катодный повторитель (б). Усилитель с заземленной сеткой (в).

ется схема, приведенная на рис. 4-1, а. Это объясняется тем, что на схемах, показанных на рис. 4-1, б и рис. 4-1, в, катод находится не под нулевым потенциалом по переменному току и поэтому заземление экранирующей и антидинаatronной сетки по переменному напряжению в таких схемах затруднительно. Основным преимуществом тетродов и пентодов является хорошая экранировка между входной и выходной цепями, что в схеме катодного повторителя (рис. 4-1, б) не требуется, а в схеме с заземленной сеткой (рис. 4-1, в) достаточную экранировку обеспечивают триоды с большим коэффициентом усиления.

#### 4-2. Схемы междукаскадной связи в многокаскадных усилителях

В ламповых усилителях слабый входной сигнал можно усилить последовательно несколько раз, при помощи нескольких включенных последовательно каскадов усиления, обеспечивающих получение на выходе многокаскадного усилителя требуемого напряжения или мощности. В многокаскадных схемах сигнал на выходе анодной лампы является входным сигналом для последующей лампы. В схемах, предназначенных для усиления сигналов переменного тока, с выхода предыдущего каскада на вход последующего должны подаваться только переменные напряжения, причем входная сеточная цепь каждой лампы должна быть защищена от попадания в нее высокого постоянного напряжения, имеющегося в выходной анодной цепи предыдущей лампы.

Различные виды связи между каскадами (рис. 4-2) обеспечивают выполнение этой задачи. Например, в схеме с реостатно-емкостной связью (рис. 4-2, а) выходное переменное сопротивление, выделя-

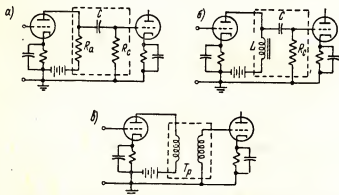


Рис. 4-2. Цепи междукаскадной связи в ламповых усилителях сигналов переменного тока: а — реостатно-емкостная связь; б — дроссельная связь; в — трансформаторная связь.

ющееся на сопротивлении  $R_a$ , передается на сетку следующей лампы через конденсатор  $C$ , отсекающий постоянную составляющую анодного напряжения предыдущей лампы. На рис. 4-2, б показана схема меж-

дукаскадной связи с дросселем и конденсатором, а на рис. 4-2, *в* — схема с трансформаторной или индуктивной связью.

Сопротивление утечки  $R_c$  включается в цепь сетки схем, приведенных на рис. 4-2, *а* и *в*, для того, чтобы дать возможность электронам, попадающим на сетку второй лампы, возвратиться к катоду. В схеме с трансформаторной связью между каскадами эта возможность обеспечивается вторичной обмоткой трансформатора.

Сопротивление утечки также дает возможность создать на сетке напряжение смещения, возникающее за счет напряжения при прохождении сеточного тока через сопротивление  $R_c$ . Это сопротивление должно быть достаточно большим, чтобы его шунтирующее действие не уменьшало заметно величину выходного сопротивления нагрузки  $R_L$  или реактивное сопротивление выходного дросселя; однако сопротивление  $R_c$  не должно быть и слишком большим, иначе будет затруднено стекание попадающих на сетку электронов и на сетке возникнет высокое отрицательное напряжение, запирающее лампу. Обычно сопротивление утечки берется 0,2—1,0 мегома.

Общий коэффициент усиления напряжения, получаемый от многокаскадного усилителя, равен произведению коэффициентов усиления всех отдельных входящих в него каскадов. Если усиление каждого из каскадов выражено в децибелах, то суммарное усиление всех каскадов, также выраженное в децибелах, будет равно сумме усиления отдельных каскадов. Таким образом, введение децибела в качестве меры усиления оправдывается обеспечиваемой простотой вычислений.

Наличие в цепях связи элементов с реактивным сопротивлением, а также внутриламповых емкостей, вызывает появление частотных, фазовых и переходных искажений в усилителях. Эти явления рассмотрены в пятой главе.

#### 4-3. Входная проводимость триода в схеме усилителя с заземленным катодом

Электронный ток в цепи управляющей сетки усилительного триода бывает чрезвычайно мал, так как на сетку обычно подается отрицательное напряжение смещения. В сеточной цепи триода будет проходить иной, емкостный ток, обусловленный емкостями между электродами лампы. В некоторых случаях эти емкости и идущий через них емкостный ток играют очень важную роль.

Внутриламповые емкости между ее электродами, называемые междueleктродными, показаны на рис. 4-3, *а*. Хотя внутриламповые емкости сами по себе малы и составляют каждая всего несколько пикофарад, однако во многих случаях они оказывают существенное влияние на работу усилительных схем, так как непосредственно входят в различные цепи усилителя.

Рассматривая выходную емкость  $C_{вк}$  как часть нагрузки, к которой эта емкость подключена параллельно, получим эквивалентную схему (рис. 4-3, *б*).

Переменную емкостную составляющую тока сетки можно представить в виде суммы двух токов:

$$I_c = I_1 + I_2, \quad (4-1)$$

где

$$I_1 = -j\omega C_{CK} U_{BX};$$

$$I_2 = -j\omega C_{ac} (U_{ВЫХ} - U_{BX}).$$

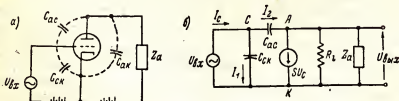


Рис. 4-3. Схема триодного усилителя с учетом междueleктродных емкостей лампы (а). Эквивалентная схема для усилительного блока а, в которой  $C_{BK}$  включена в  $Z_a$  (б).

Для большинства схем и ламп справедливо неравенство

$$\left| \frac{R_i Z_a}{R_i + Z_a} \right| \ll \frac{1}{\omega C_{ac}},$$

что равносильно положению, когда ток  $SU_c = SU_{BX}$  значительно превышает ток  $I_2$ .

Поэтому можно написать:

$$U_{ВЫХ} = -SU_{BX} \frac{R_i Z_a}{R_i + Z_a} \quad (4-2)$$

и

$$I_c = j\omega C_{CK} U_{BX} + j\omega C_{ac} U_{BX} \left( 1 + S \frac{R_i Z_a}{R_i + Z_a} \right). \quad (4-3)$$

Так как  $Y_c = I_c / U_{BX}$ , т.е. входной проводимости лампы, получим

$$Y_c = j\omega \left[ C_{CK} + C_{ac} \left( 1 + S' \frac{R_i Z_a}{R_i + Z_a} \right) \right]. \quad (4-4)$$

Уравнение (4-4) является выражением входной проводимости триода в схеме с заземленным катодом, с учетом сделанных допущений. Из уравнения следует, что входная проводимость триода не определяется только междueleктродной емкостью между сеткой и катодом  $C_{CK}$ , а содержит еще и иные, в том числе, активные компоненты.

Поскольку полное сопротивление анодной цепи, состоящей из двух параллельных ветвей, в общем случае является величиной комплексной, обозначим

$$Z' = \frac{R_i Z_a}{R_i + Z_a} = R' + jX'.$$

Знак « плюс » или « минус » при реактивной компоненте выбирается в зависимости от характера реактивного сопротивления нагрузки. Подставляя это выражение в уравнение входной проводимости лампы, получим

$$Y_c = -S\omega C_{ac}(\pm X') + j\omega [C_{ск} + C_{ac}(1 + SR')]. \quad (4-5)$$

Для схемы рис. 4-4 входную проводимость можно представить в виде:

$$Y_c = \frac{1}{R_{вх}} + j\omega C_{вх}.$$

Сравнивая это уравнение с (4-5), получим следующие выражения для активной и реактивной компоненты входной цепи усилительного триода (рис. 4-4):

$$R_{вх} = -\frac{1}{S\omega C_{ac}(\pm X')}; \quad (4-6)$$

$$C_{вх} = C_{ск} + C_{ac}(1 + SR'), \quad (4-7)$$

где крутизна  $S$  должна быть выражена в  $a/\theta$ .

Таким образом, « действующая » входная емкость получается значительно большей, чем собственная емкость входной цепи лампы  $C_{ск}$ .

Для  $R_{вх}$  в зависимости от знака в выражении (4-6) имеем следующие три случая:

Нагрузка	Активная компонента входного сопротивления	Реактивная компонента входного сопротивления
Емкость	Положительная	$C_{вх}$
Чисто активная	Бесконечно велика, т.е. цепь разомкнута	$C_{вх}$
Индуктивная	Отрицательная	$C_{вх}$

Следовательно, при емкостных нагрузках входная сеточная цепь представляет активную (омическую) нагрузку для источника сигналов, причем ее величина обратно пропорциональна частоте. При индуктивных нагрузках отрицательное входное сопротивление сеточной цепи указывает на « обратный » перенос энергии из анодной цепи через  $C_{вс}$  в цепь сетки, что может привести к неустойчивости работы и самовозбуждению усилителя. Иными словами, отрицательное входное сопротивление компенсирует положительное активное сопротивление сеточной цепи, в результате может получиться положительное нулевое или даже чисто отрицательное сопротивление этой цепи. В последнем случае усилительная схема превращается в схему генератора колебаний. Вследствие возможного самовозбуждения усилительного каскада при достаточно большом « обратном переходе » энергии из анодной в сеточную цепь усилительного триода, применение триодов в усилительных

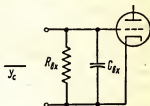


Рис. 4-4. Входная цепь триода.

схемах ограничивается диапазоном относительно «низких» радиочастот. В пентоде, конструкция которого обеспечивает весьма малую емкость  $C_{ас}$ , рассмотренная выше обратная связь между входной и выходной цепью лампы пренебрежимо мала. Поэтому пентоды в схемах с заземленным катодом обеспечивают устойчивое усиление даже на весьма высоких частотах примерно нескольких сотен мегагерц. В триодных усилителях на этих частотах необходимо использовать схему с заземленной сеткой, в которой обеспечивается хорошая внутренняя экранировка между входной и выходной цепью лампы.

*Пример.* Двойной триод, имеющий  $R_i = 7700 \text{ ом}$ ;  $S = 2,2 \text{ ма/в}$ ;  $C_{ас} = 1,5 \text{ пф}$ ;  $C_{ак} = 0,5 \text{ пф}$  и  $C_{ск} = 1,6 \text{ пф}$ , работает на активную нагрузку  $40\,000 \text{ ом}$ .

Найти эквивалентные данные входной цепи для этой лампы на частотах  $10\,000 \text{ гц}$  и  $10 \text{ Мгц}$  при ее работе в схеме с заземленным катодом, согласно рис. 4-1, а.

Предположим, что  $Z_a$  состоит из  $R_a$  и  $C_{ак}$ , соединенных параллельно.

На частоте  $10\,000 \text{ гц}$  проводимость этой параллельной цепи

$$Y_a = \frac{1}{R_a} + j\omega C_{ак} = 0,25 \times 10^{-4} + j2\pi \times 10^4 \times 0,5 \times 10^{-12} = \\ = 0,25 \times 10^{-4} + j3,14 \times 10^{-8} = 0,25 \times 10^{-4} \text{ мо.}$$

Следовательно,  $Z_a \frac{1}{Y_a} = 40\,000 \text{ ом}$  и его активную компоненту можно считать равной нулю. Далее необходимо вычислить значение  $Z'$

$$Z' = \frac{R_i Z_a}{R_i + Z_a} = R' + jX' = \frac{7700 \times 40\,000}{7700 + 40\,000} = 6430 \text{ ом.}$$

Поскольку  $X'$  равняется нулю, имеем

$$R_{вх} = - \frac{1}{S' \omega C_{ас} (+ X')} = \infty.$$

Вычислим входную емкость:

$$C_{вх} = C_{ск} + C_{ас} (1 + SR') = 1,6 + 1,5 (1 + 0,0022 \times 6430) = \\ = 1,6 + (1,5 \times 15,2) = 24,2 \text{ пф (при } 10\,000 \text{ гц).}$$

Эта емкость значительно больше емкости  $C_{ск}$  самой лампы.

На частоте  $10 \text{ Мгц}$  имеем:

$$Y_a = 0,25 \times 10^{-4} + j2\pi \times 10^7 \times 0,5 \times 10^{-12} = 0,402 \times 10^{-4} \text{ мо.} \\ [\varphi = 51^\circ]$$

$$Z_a = 2,48 \times 10^4 \\ [\varphi = 51^\circ].$$

Тогда

$$Z' = \frac{R_i Z_a}{R_i + Z_a} = \frac{7700 + 24\,800}{7700 + (15,3 - j19,3) \times 10^4} = R' + jX' = \\ = (4,9 + j0,91) \times 10^3$$

Следовательно,

$$R_{\text{вх}} = \frac{1}{S\omega C_{\text{ас}}(-X')} = \frac{1}{0,0022 \times 2\pi \times 10^7 \times 1,5 \times 10^{-12} \times 0,91 \times 10^3} = 5300 \text{ ом};$$

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{ск}} + C_{\text{ас}}(1 + SR') = 1,6 + 1,5(1 + 0,0022 \times 4,9 \times 10^3) = 1,6 + (1,5 \times 11,8) = 19,3 \text{ пф}.$$

Итак, на частоте 10 Мгц входное сопротивление рассматриваемого триода, работающего на активную нагрузку анодной цепи, равную 40 000 ом, будет состоять из «действующей» емкости, равной 19,3 пф, включенной параллельно сопротивлению в 5 300 ом. Входное сопротивление подобной цепи на частоте 10 Мгц будет весьма мало, поэтому рассматриваемый триод для работы на столь высокой частоте не пригоден.

#### 4-4. Исследование усилителя с заземленным катодом

Усилитель с реостатно-емкостной связью (рис. 4-5) является усилителем одного из наиболее распространенных типов; во многих случаях

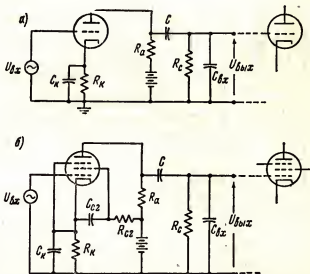


Рис. 4-5. Схема триодного усилителя с заземленным катодом и с реостатно-емкостной связью (а). Аналогичная схема пентодного усилителя (б).

применяются многокаскадные усилители, собранные по этой схеме, обеспечивающие высокий общий коэффициент усиления напряжения.

Из эквивалентной схемы основного типа триодного усилителя RC (рис. 4-6, а) имеем

$$I_a = \frac{\mu U_c}{R + Z_a}. \quad (4-8)$$

Так как по определению  $U_{\text{вых}} = -i_a Z_a$ , получим

$$U_{\text{вых}} = -\frac{\mu Z_a U_c}{R_i + Z_a}.$$

Коэффициент усиления для усилителя с заземленным катодом выражается следующим образом:

$$A = \frac{U_{\text{вых}}}{U_c} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_c} = -\frac{\mu Z_a}{R_i + R_a} = -\frac{SZ_a}{1 + Z_a/R_i}. \quad (4-9)$$

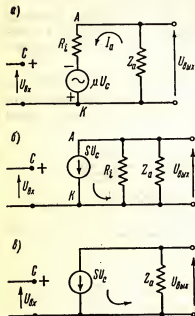


Рис. 4-6. Эквивалентные схемы триодного (а) или (б) и пентодного (б) или (в) усилителя.

Коэффициент усиления является безразмерной величиной и обычно представляет комплексное число. Отрицательный знак в этом выражении указывает, что выходное напряжение в усилителях с заземленным катодом сдвинуто по фазе на  $180^\circ$  по отношению к входному напряжению. При наличии реактивных составляющих в схеме сдвиг фазы между этими напряжениями будет отличаться от вышеуказанного на некоторую положительную или отрицательную компоненту, знак которой зависит от характера эквивалентной реактивности усилительной схемы.

Максимальное усиление напряжения получается в случае, когда  $Z_a$  много больше, чем  $R_i$ , что становится ясным, если выражение (4-9) написать в виде

$$A = -\frac{\mu}{1 + R_i/Z_a}.$$

Если в качестве  $Z_a$  используется активное сопротивление, то для компенсации падения напряжения на нагрузочном сопротивлении, обусловленного прохождением через это сопротивление постоянной составляющей анодного тока, необходимо применять высокое анодное напряжение, что экономически невыгодно и даже небезопасно, а чрезмерно большие индуктивности, необходимые при использовании дроссельной нагрузки, дороги. Кроме того, действующая индуктивность большого дросселя из-за наличия значительных междувитковых емкостей будет изменяться с большой частотой. Максимальные значения нагрузки в реальных условиях не превышают 100 000—250 000 ом, что обычно обеспечивает получение необходимого усиления на каскад при напряжениях питания, не превышающих 300—350 в.

На рис. 4-7 показано, что при  $Z_a = 100 \div 200 \text{ ком}$  с увеличением сопротивления нагрузки коэффициент усиления каскада очень медленно



приближается к предельному значению, равному коэффициенту усиления ненагруженной лампы. Следовательно, в применении очень больших нагрузочных сопротивлений  $R_n$  нет необходимости.

В предыдущем разделе было показано, что в пентодных усилителях нагрузочные полные сопротивления обычно получаются малыми по сравнению с внутренними сопротивлениями лампы, которые у пентодов очень велики. И все же в пентодных усилителях можно получить большое усиление на каскад благодаря очень высокому коэффициенту усиления  $\mu$  самого пентода. В эквивалентной схеме пентодного усилителя как генератора тока пентод является источником тока неизменной величины  $S U_c$  и, если пренебречь параллельной ветвью эквивалентной схемы, соответствующей внутреннему сопротивлению пентода, сопротивление которой велико, получается упрощенная эквивалентная схема усилительного каскада (рис. 4-6, в).

Из нее можно непосредственно определить напряжение на выходе

$$U_{\text{вых}} = -S' U_c Z_n$$

и найти простое выражение для коэффициента усиления каскада, собранного по схеме с заземленным катодом на пентоде с высоким внутренним сопротивлением:

$$A = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_c} = -S' Z_n. \quad (4-10)$$

Второй вид уравнения (4-9), выражающего коэффициент усиления для триода, и выражение (4-10) для пентода указывают, что в обоих

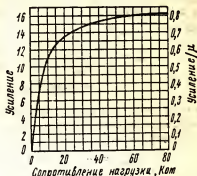


Рис. 4-7. Экспериментальная кривая зависимости усиления реостатно-емкостного усилителя на триоде 616 от сопротивления нагрузки.

$$(U_a = 250 \text{ в}, U_c = 6 \text{ в}, \mu = 20; \\ R_i = 7700 \text{ ом}).$$

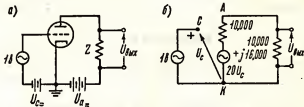


Рис. 4-8. Триодный усилитель (а). Эквивалентная схема (б).

случаях усиление каскада пропорционально крутизне лампы  $S'$ . Это обстоятельство следует всегда учитывать при выборе лампы для усилителя напряжения.

*Пример.* Входной сигнал, имеющий эффективное значение  $U_{вх} = 1$  в, частотой 1000 гц подается на сетку триода в схеме, показанной на рис. 4-8. Полное сопротивление нагрузки  $Z_a = 10\,000 + j16\,000$  ом.

Из условий задачи следует, что рабочая частота достаточно низка, так что внутриламповыми емкостями можно пренебречь.

Найти переменную составляющую анодного тока  $I_{a\omega}$  и коэффициент усиления схемы, если даны следующие параметры лампы:  $\mu = 20$  и  $R_i = 10\,000$  ом. Как видно из схемы рис. 4-8, переменное напряжение на сетке  $U_{c\omega} = 1$  в, откуда  $\mu U_{c\omega} = 20$  в; согласно формуле (4-8) имеем:

$$I_R = \frac{\mu U_c}{R_i + Z_a} = \frac{20}{10\,000 + 10\,000 + j16\,000} = \frac{20}{25\,600[\varphi = -36,8^\circ]} = \\ = 0,00078[\varphi = -38,6^\circ] = 7,82 \cdot 10^{-4}[\varphi = -38,6^\circ],$$

где индекс в малых квадратных скобках указывает фазовый сдвиг переменной составляющей анодного тока.

Напряжение на выходе

$$U_{вых} = -I_a Z_a = -7,82 \cdot 10^{-4}[\varphi = -38,6^\circ] \times 18\,900[\varphi = 58^\circ] = \\ = -14,8[\varphi = 19,4^\circ] = 14,8[\varphi = 199,4^\circ].$$

Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$A = \frac{U_{вых}}{U_c} = \frac{14,8[\varphi = 199,4^\circ]}{1[\varphi = 0]} = 14,8[\varphi = 199,4^\circ].$$

Следовательно, усилитель обладает коэффициентом усиления 14,8 и дает сдвиг фазы на  $19,4^\circ$  в дополнение к смещению фазы на  $180^\circ$ , присущему всем усилительным схемам с заземленным катодом.

Входное сопротивление триодов и пентодов при работе в этой схеме рассматривалось в разделе 4-3. Применяя теорему Гевенина, находим, что выходное полное сопротивление лампы, рассматриваемой в такой схеме как генератор напряжения, равно  $R_i$ , шунтированному емкостью  $C_{вх}$ . Если от лампы требуется отдача значительной мощности и потому она должна работать в режиме больших амплитуд, нелинейность рабочей области характеристик лампы может существенно изменить ее выходное сопротивление, что подробно разбирается в шестой главе.

#### 4-5. Катодный повторитель

В схеме катодного повторителя (рис. 4-9) нагрузка  $R_k$  включена в цепь катода, а общим, и заземленным по переменному напряжению, элементом является анод.

Пренебрегая пока емкостями лампы и рассматривая эквивалентную схему, приведенную на рис. 4-9, б, можно написать следующее выражение для суммы токов:

$$S' U_c - U_{вых} \left( \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_k} \right) = 0, \quad (4-11)$$

причем

$$U_c = U_{вх} - U_{вых}. \quad (4-12)$$

Здесь  $U_{вых}$ , как указывалось выше, равно напряжению между катодом и землей, или общей точкой. Подставляя значение  $U_c$  в (4-12) и преобразуя это уравнение, получим

$$U_{вых} \left( 1 + \frac{1}{\mu} + \frac{1}{SR_i} \right) = U_{вх},$$

откуда

$$A = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1}{1 + 1(\mu + 1/SR_k)} = \frac{\mu}{1 + \mu + R_i/R_k}, \quad (4-13)$$

или

$$A = \frac{\mu R_k}{R_i + (1 + \mu) R_k} \quad (4-14)$$

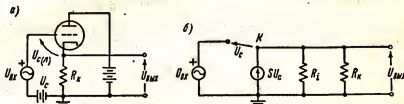


Рис. 4-9. Схема катодного повторителя (а). Эквивалентная схема катодного повторителя (б).

Выражение (4-13) показывает, что усиление катодного повторителя всегда получается меньше единицы, приближаясь к величине  $\left[ \frac{\mu}{1 + \mu} \right]$  при  $R_i \ll R_k$  и к  $(SR_k)$  при обратном соотношении между этими величинами, т.е. при  $R_i \gg R_k$ , если одновременно выполняется и неравенство  $(1 + \mu) \ll R_i/R_k$ .

Внутреннее полное сопротивление анодной цепи или выходное полное сопротивление усилителя имеет большое значение для согласования схемы с нагрузкой и для получения максимальной мощности на выходе и минимальных частотных искажений. Выходное полное сопротивление катодного повторителя можно найти из его эквивалентной схемы (рис. 4-9, б). Отношение  $U_{вых}$  к выходному току  $I_{вых}$  до точки разветвления при замкнутой накоротко входной цепи даст искомое выходное сопротивление.

Напишем выражение для суммы токов эквивалентной схемы

$$S'U_c + I_{вых} - U_{вых} \left( \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_k} \right) = 0. \quad (4-15)$$

Полагая, что  $U_{вх}$  замкнуто накоротко, получаем:

$$U_c = -U_{вых}, \quad (4-16)$$

отсюда

$$U_{вых} \left( S + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_k} \right) = I_{вых},$$

что даст следующее выражение для полного выходного сопротивления

$$Z_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}} = \frac{1}{S + 1/R_i + 1/R_k} = \frac{R_i R_k}{R_i + (1 + \mu) R_k}, \quad (4-17)$$

или

$$Z_{\text{вых}} = \frac{R_k}{1 + S R_k + R_k/R_i}. \quad (4-18)$$

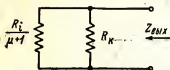


Рис. 4-10. Эквивалентная схема выходной цепи катодного повторителя.

Таково полное выходное сопротивление катодного повторителя для любой нагрузки, присоединенной к его выходной цепи. Для пентода, у которого  $R_k \ll R_i$ , это сопротивление можно считать приближенно равным

$$Z_{\text{вых}} = \frac{1}{S + 1/R_k},$$

что для реальных схем практически равно  $1/S$ . Обычно, когда  $S \gg 1/R_k$ , уравнение (4-17) можно преобразовать к следующему виду:

$$Z_{\text{вых}} = \frac{\frac{R_i}{\mu + 1} R_k}{\frac{R_i}{\mu + 1} + R_k}, \quad (4-19)$$

которое имеет простой физический смысл, так как представляет формулу сопротивления цепи, состоящей из двух сопротивлений, соединенных параллельно (рис. 4-10). Выходное сопротивление катодного повторителя, таким образом, можно представить в виде сопротивления  $R_k$  и включенного параллельно ему эквивалентного сопротивления лампы, равного  $R_i/(\mu + 1)$ . Для триода, имеющего  $R_i = 7700 \text{ ом}$  и  $\mu = 20$ , сопротивление, шунтирующее  $R_k$ , составляет  $385 \text{ ом}$ .

Итак, катодный повторитель имеет весьма низкое выходное сопротивление, благодаря чему он может быть успешно использован в качестве звена согласования с линией или в качестве широкодиапазонного понижающего преобразователя сопротивления.

Параллельно выходному сопротивлению катодного повторителя, выражаемому уравнением (4-19), включена емкость анод—катод  $C_{\text{ак}}$  и емкость катод—подогреватель  $C_{\text{н-к}}$ , если цепь подогревателя имеет по переменному напряжению нулевой потенциал. Однако эти емкости не оказывают существенного влияния на частотные характеристики катодного повторителя даже на самых высоких частотах рабочего диапазона или на эффективность работы схемы вследствие ее малого выходного сопротивления  $Z_{\text{вых}}$ . Для лампы, упомянутой выше, междuelekтродные емкости равны:  $C_{\text{ак}} = 0,50 \text{ пф}$  и  $C_{\text{н-к}} = 2,5 \text{ пф}$ ; реактивное сопротивление большей из емкостей на частоте  $13,8 \text{ Мгц}$  4 ком, что в 10 раз больше, чем значение  $R_i/1 + \mu$ . Таким образом, использование лампы в схеме катодного повторителя возможно на этой частоте и на более высоких частотах. Входная проводимость катодного повторителя также значительно ниже, чем у схемы с заземленным катодом.

Из эквивалентной схемы (рис. 4-11), в которую введены все междуэлектродные емкости лампы, за исключением емкости  $C_{ак}$ , а влияние  $R_k$ , как указывалось выше, пренебрежимо мало, можно составить следующие уравнения для входного тока катодного повторителя:

$$\left. \begin{aligned} I_c &= I_1 + I_2; \\ I_1 &= j\omega C_{кк}(U_{вх} - U_{вых}); \\ I_2 &= j\omega C_{ас}U_{вх}. \end{aligned} \right\} \quad (4-20)$$

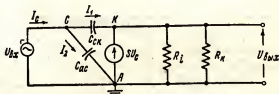


Рис. 4-11. Эквивалентная схема катодного повторителя, включающая  $C_{ас}$  и  $C_{кк}$ .

Деля соответствующие подстановки в уравнение (4-20) и деля результат на  $U_{вх} = U_c$ , получаем

$$Y_c = \frac{I_c}{U_c} = j\omega \left[ C_{ас} + C_{кк} \left( 1 - \frac{U_{вых}}{U_{вх}} \right) \right]. \quad (4-21)$$

Учитывая, что отношение  $U_{вых}/U_{вх}$  является усилением  $A$ , имеем

$$Y_c = j\omega [C_{ас} + C_{кк}(1 - A)]. \quad (4-22)$$

Таким образом, при наличии чисто омической нагрузки  $R_k$  и пренебрежимо малом влиянии  $C_{ак}$ , входная проводимость катодного повторителя

$$C_{вх} = C_{ас} + C_{кк}(1 - A). \quad (4-23)$$

Поскольку коэффициент усиления схемы  $A$  обычно близок к единице, то входная емкость катодного повторителя в основном состоит почти целиком только из входной емкости лампы  $C_{ас}$ . Это является важным преимуществом катодного повторителя, так как обеспечивает его малую входную проводимость на высоких частотах.

Следовательно, катодный повторитель удобно использовать и в тех случаях, когда необходимо в широком диапазоне частот согласовать высокое полное входное сопротивление усилителя с низким сопротивлением нагрузки.

#### 4-6. Расчет катодного повторителя

Многие из расчетных параметров обычного усилителя с заземленным катодом могут быть выбраны произвольно, что не допустимо для катодного повторителя. Значение  $R_k$  выбирают либо исходя из необходимости получения требуемого усиления или нужного выходного

сопротивления, либо из соображений согласования с заданным сопротивлением нагрузки. После этого остальные элементы схемы можно легко определить расчетным путем.

Если величина выходного сопротивления задана, то можно выбрать подходящую лампу, так как

$$Z_{\text{вых}} = \frac{R_l}{1 + \mu} = \frac{1}{S} \quad \text{при } \mu > 10.$$

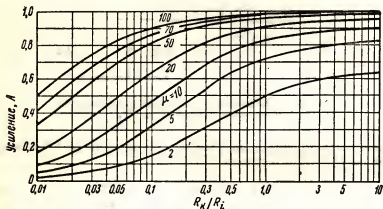


Рис. 4-12. Кривая зависимости усиления катодного повторителя от отношения  $R_k/R_l$  и  $\mu$ .

Выбрав лампу, отношение  $R_k/R_l$ , значение  $R_k$  можно определить из уравнения (4-13) и по кривым, приведенным на рис. 4-12, используя параметр  $\mu$  выбранной лампы и задаваясь необходимым усилением.

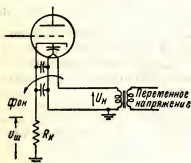


Рис. 4-13. Пути проникновения фона переменного тока в  $R_k$  через цепи подогревателя.

Из кривых видно, что при всех значениях  $\mu > 10$  и  $R_k/R_l > 1$  усиление получается больше 0,8, поэтому величина  $R_k$  не критична. Однако при питании катода переменным током большие величины  $R_k$  могут вызвать появление фона от источника питания, просачивающегося через емкость катод—подогреватель (рис. 4-13). Если появление заметного фона нежелательно, не следует брать  $R_k$  больше 50 000 ом.

**Пример.** Спроектирован катодный повторитель с катодным сопротивлением 50 000 ом. Нить подогревателя питается напряжением 6,3 в частотой

60 гц; один конец подогревателя заземлен и  $C_{\text{нк}} = 2,5$  пф.

Найти напряжение фона, возникающее на катоде.

Можно считать, что катодное сопротивление  $R_k$  и емкость  $C_{пк}$  соединены последовательно с источником напряжения 6,3 в переменного тока и землей.

Реактивное сопротивление емкости  $C_{пк}$  равно:

$$X_{пк} = \frac{1}{2\pi \times 60 \times 2,5 \times 10^{-12}} = 1,06 \cdot 10^9 \text{ ом.}$$

Следовательно, напряжение фона

$$U_{\phi} = \frac{R_k}{X_{пк}} U_a = \frac{5 \times 10^4 \times 6,3}{1,06 \times 10^9} = 298 \times 10^{-6} \text{ в} = 298 \text{ мкв.}$$

В катодном повторителе, работающем в качестве трансформатора полных сопротивлений для низковольтных высокоомных датчиков, например фотоэлементов, напряжение фона такой величины может быть весьма заметным по сравнению с полезным сигналом.

Итак, уже определен тип лампы и величина нагрузочного сопротивления. Остается найти требуемую величину напряжения смещения и входное и выходное напряжение.

Для этого следует задаться постоянным анодным напряжением  $U_a$  и в семействе анодных характеристик построить нагрузочную прямую сопротивления нагрузки  $R_k$ . Пересечения этой линии с характеристи-

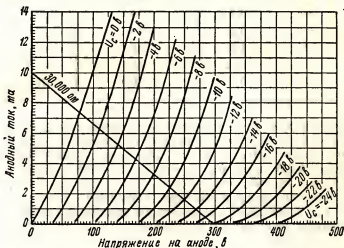


Рис. 4-14. Построение нагрузочной прямой для катодного повторителя ( $U_a = 300$  в,  $R_k = 30\,000$  ом).

ками позволяют определить требуемую величину мгновенных напряжений на сетке  $U_c$  и мгновенные значения анодного тока  $i_a$ . Обращаясь к рис. 4-9, можно составить следующее уравнение для мгновенных значений напряжений в цепи сетки:

$$U_c = U_{пк} - U_{вых}.$$

Учитывая, что

$$U_{\text{вых}} = i_a R_K,$$

получаем

$$U_{\text{вых}} = U_c - i_a R_K. \quad (4-24)$$

Взяв для  $U_c$  ряд значений, соответствующих значениям параметров отдельных анодных характеристик семейства, и определяя токи, соответствующие пересечению нагрузочной прямой с этими характеристиками (т.е. соответствующие данным значениям сеточных напряжений), можно составить таблицу мгновенных значений следующих величин:  $U_c$ ,  $i_a$ ,  $U_{\text{вых}} = i_a R_K$ ,  $U_{\text{вх}}$ .

Для иллюстрации методики расчета этих величин на рис. 4-14 приведено семейство анодных характеристик триода, имеющего  $\mu = 20$  и  $R_l = 7700 \text{ ом}$ , и построена нагрузочная прямая для сопротивления  $R_K = 30\,000 \text{ ом}$  и  $U_c = 300 \text{ в}$ .

По точкам пересечения нагрузочной прямой с характеристиками семейства составим приведенную ниже таблицу мгновенных значений:

$U_c, \text{ в}$	$i_a, \text{ ма}$	$U_{\text{вых}} = i_a R_K, \text{ в}$	$U_{\text{вх}}, \text{ в}$
0	7,4	222	222
-4	5,3	159	155
-8	3,3	99	91
-12	1,6	48	36
-16	0,45	13,5	-2,5
-18	0,0	0,0	-18

Так, например, из точки пересечения характеристики, соответствующей  $U_{c_{\text{см}}} = -4 \text{ в}$ , и нагрузочной прямой получаем, что анодный ток в этой точке равен  $5,3 \text{ ма}$  и  $U_{\text{вых}} = i_a R_K$  равно  $30\,000 \cdot 0,0053 = 159 \text{ в}$ . Из формулы (4-24) имеем  $U_{\text{вх}} = (-4) + 159 = 155 \text{ в}$ , что и записано в крайнем правом столбце, где указаны мгновенные значения входного сигнала. Сравнение цифр в столбцах, содержащих мгновенные значения  $i_a R_K$  и  $U_{\text{вх}}$ , показывает одновременное нарастание и спадание выходного и входного напряжения, что является характерной особенностью катодного повторителя.

Кривая зависимости  $U_{\text{вх}} = i_a R_K$  от  $U_{\text{вх}}$  приведена на рис. 4-15.

Эта кривая представляет характеристику «вход—выход» катодного повторителя, линейную на всем протяжении, за исключением криволинейного участка в начале характеристики.

Из приведенной выше таблицы следует, что напряжение на сетке изменяется от нуля до  $-18 \text{ в}$ , когда анодный ток падает до нуля. Эта таблица также показывает, что при входных сигналах до  $+222 \text{ в}$  напряжения на сетке остаются отрицательными, а максимальное отрицательное напряжение сигнала, равное всего  $-18 \text{ в}$ , вызывает прекращение



(отсечку) анодного тока. В некоторых случаях, когда на сетку подаются «односторонние» положительные сигналы, такой режим может оказаться приемлемым, однако для работы с симметричными, и в том числе синусоидальными сигналами необходимо выбрать иную рабочую точку.

Кривая, приведенная на рис. 4-15, показывает возможность работы катодного повторителя при размахе (двойной амплитуде) сигнала равном

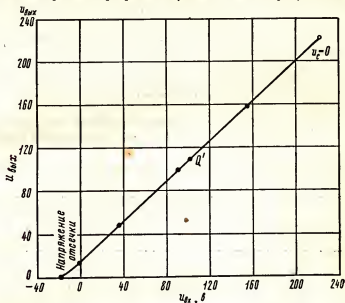


Рис. 4-15. Зависимость напряжения на выходе от напряжения на входе для катодного повторителя.

240 в, т.е. при симметричном сигнале с амплитудой 120 в. Чтобы удовлетворительно воспроизвести данный сигнал на выходе катодного повторителя, рабочую точку необходимо установить в середине линейной части характеристики «вход—выход». Подобной точкой является точка  $Q'$ , соответствующая анодному напряжению  $222 - 120 = +102$  в, что на 120 в ниже максимального значения этой величины напряжения, равного 222 в. Величина  $U_{ax} = 102$  в является напряжением между сеткой и землей, и график показывает в то же время, что потенциал между катодом и землей  $U_{вых} = 109$  в. Таким образом фактическое смещение сетки относительно катода должно быть равно

$$U_{см} = U_{ax} - U_{вых} = 102 - 109 = -7 \text{ в.}$$

Если на сетку и катод будут поданы указанные потенциалы, то рабочая точка окажется в точке  $Q'$  (рис. 4-15) и схема будет работать при удвоенной амплитуде входного сигнала, равной 240 в, и давать на выходе сигнал с удвоенной амплитудой 222 в.

Если требуется только найти нужное напряжение смещения и линейность характеристики не является существенной, то в вычерчивании

графика, показанного на рис. 4-15, нет необходимости. Величину напряжения смещения можно определить более простым путем, если учесть, что в одной граничной точке мгновенное напряжение на сетке должно быть равно нулю, т.е.  $U_{c \text{ макс}} = 0$ , так как в граничной точке мгновенное напряжение на сетке должно полностью запереть лампу и мгновенное значение анодного тока и анодного напряжения должны здесь равняться нулю; следовательно, мгновенное значение  $U_c$  в этой точке должно быть равно напряжению отсечки.

Из характеристики лампы (рис. 4-14) видно, что пересечение нагрузочной прямой с характеристикой, соответствующей  $U_c = 0$ , произойдет при токе  $i_a = 7,4 \text{ ма}$ . Поэтому выходное напряжение здесь будет равно  $U_{\text{вых}} = 0,0074 \times 30,000 = 222 \text{ в}$  и, поскольку мгновенное напряжение на сетке в этой точке  $U_c = 0$ , из уравнения (4-24) следует, что  $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} = 222 \text{ в}$ .

На другом конце нагрузочной прямой анодный ток прекращается при  $U_c = -18 \text{ в}$  и, поскольку  $i_a R_k = U_{\text{вых}} = 0$ , из уравнения (4-24) получаем:  $U_{\text{вх}} = U_c = -18 \text{ в}$ .

Результаты расчета катодного повторителя сведены в приведенную ниже таблицу:

Напряжения	Граничные режимы катодного повторителя	
	при $U_c = 0 \text{ в}$	В режиме отсечки анодного тока
$U_{\text{вх}}$	222	-18
$U_{\text{вых}}$	222	0
$U_c$	0	18

Таким образом, полный размах входного сигнала (удвоенная амплитуда) будет

$$222 - (-18) = 240 \text{ в},$$

а напряжение на выходе будет иметь удвоенную амплитуду

$$222 - 0 = 222 \text{ в}.$$

При этом мгновенные значения напряжения между сеткой и катодом лампы изменятся в пределах от 0 до  $-18 \text{ в}$ , напряжение смещения в рабочей точке  $Q'$  будет равно половине разности между этими величинами  $U_c = \frac{-18 - 0}{2} = -9 \text{ в}$  и анодное напряжение  $U_a = 222 - 120 = 102 \text{ в}$ .

На рис. 4-16 приведены две схемы питания лампы катодного повторителя, широко используемые практически. На схеме (рис. 4-16, а) показан простой метод подачи на сетку потенциала  $+102 \text{ в}$  относительно земли. На рис. 4-16, б показан другой метод подачи на сетку потенциала  $+102 \text{ в}$  через сопротивление утечки, причем потенциал катода будет равен  $+109 \text{ в}$  относительно земли. Эта схема обладает еще и

некоторыми другими интересными свойствами, которые рассмотрены в следующем разделе.

Если в схеме рис. 4—16, а положить  $U_a = 300$  в, а сумму катодных сопротивлений принять равной  $R_1 + R_2 = 500\,000$  ом, то  $R_2 = 102/300 \times 500\,000 = 170\,000$  ом и  $R_1 = 500\,000 - 170\,000 = 330\,000$  ом, что обеспечивает подачу на сетку положительного напряжения, равного

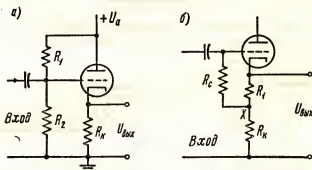


Рис. 4-16. Схемы подачи смещения на сетку катодного повторителя.

102 в относительно земли. Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  используются здесь в качестве делителя напряжений.

В рабочей точке  $Q$  разность потенциалов между катодом и землей составляет 109 в, что получается за счет падения напряжения на катодном сопротивлении.

На рис. 4—16, б в точке  $Q'$  напряжение катод—земля также равно + 109 в.

Потенциал в точке  $X$  катодного сопротивления должен быть равен +102 в относительно земли или — 7 в относительно катода.

Следовательно,

$$\frac{R_1}{R_1 + R_k} = \frac{7}{109}.$$

Поскольку сумма сопротивлений  $R_1 + R_k$  задана и должна быть равна 30 000 ом, получаем  $R = 1930$  ом.

Выбором схемы питания и расчетом ее элементов заканчивается расчет катодного повторителя.

Коэффициент усиления рассчитанного каскада можно определить непосредственно, пользуясь нагрузочной прямой или формулой (4-13), которая даст:  $A = 222/240 = 0,925$ , тогда как, используя для контроля уравнение (4-14), получаем:

$$A = \frac{R_k}{R_1 + (1 + \mu) R_k} = \frac{20 \times 30\,000}{7700 + 21 \times 3000} = 0,94.$$

Оба эти метода дают вполне удовлетворительное для практики совпадение. Небольшое расхождение между ними объясняется тем, что значения параметров  $\mu$  и  $R_i$ , усредненные для рабочей области характеристик, несколько отличаются от значений, используемых в (4-14).

#### 4-7. Схема катодного повторителя с особо высоким входным сопротивлением

Схема катодного повторителя, приведенная на рис. 4-17, а, обладает исключительно высоким входным сопротивлением, что является

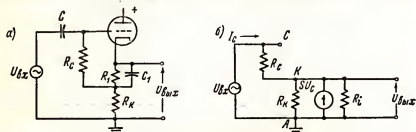


Рис. 4-17. Измененная схема подачи смещения на сетку катодного повторителя (а). Эквивалентная схема (б).

ее дополнительным серьезным достоинством. Высокое входное сопротивление схемы получается благодаря тому, что часть ее выходной цепи входит и во входную цепь лампы. Это особенно наглядно видно из эквивалентной схемы данного блока (рис. 4-17, б), из которой следует, что активный элемент выходной цепи—генератор тока  $SU_c$  и параллельные ему сопротивления входят также во вторую цепь лампы.

Сопротивление смещения в рассматриваемом блоке (рис. 4-17, а) обычно мало по сравнению с сопротивлением  $R_1$ , поэтому из эквивалентной схемы этого блока (рис. 4-17, б) оно может быть исключено, тем более, что оно еще шунтируется емкостью  $C_1$ . Сопротивление утечки сетки  $R_c$  обычно берется равным нескольким  $M\Omega$ . Следовательно, оно будет очень велико по сравнению с  $R_k$ . Учитывая сказанное выше для суммы токов, идущих через катод лампы, можно написать уравнение:

$$I_c + SU_c - U_{\text{вых}} \left( \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_k} \right) = 0, \quad (4-25)$$

а для напряжения катод—сетка

$$U_c = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} = I_c R_c. \quad (4-26)$$

Для того чтобы найти усиление схемы, подставим выражение (4-26) в (4-25) и исключим  $U_c$  и  $I_c$ , в результате чего получим:

$$U_{\text{вых}} \left( S + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_i} \right) = U_{\text{вх}} \left( S + \frac{1}{R_c} \right).$$

Тогда коэффициент усиления можно выразить следующим образом:

$$A = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + \frac{R_c(1 + R_k/R_l)}{R_k(1 + SR_c)}}. \quad (4-27)$$

Как и предполагалось, коэффициент усиления каскада всегда будет меньше единицы. Если  $R_k/R_l \gg 1$  и  $SR_c \gg 1$ , то можно с достаточным приближением написать упрощенное выражение:

$$A \approx \frac{\mu}{1 + \mu}. \quad (4-28)$$

Подобным же образом, исключая  $U_{\text{вх}}$  и  $U_{\text{вых}}$  из уравнения (4-26), получаем

$$I_c = \left(1 + SR_c + \frac{R_c}{R_k} + \frac{R_c}{R_l}\right) = U_{\text{вых}} \left(\frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_c}\right).$$

Входное сопротивление равно отношению  $U_{\text{вх}}/I_c$ , следовательно,

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_c} = R_c + \frac{R_k(1 + SR_c)}{1 + R_k/R_l}. \quad (4-29)$$

Если сделать такие же допущения, как и при выводе приближенной формулы для усиления каскада, то последнее выражение упростится и примет вид

$$R_{\text{вх}} = R_c(1 + \mu). \quad (4-30)$$

Таким образом, входное сопротивление в рассматриваемой схеме будет во много раз больше внутреннего сопротивления лампы, так как последнее множится на  $(1 + \mu)$  и коэффициент усиления всегда достаточно велик.

Рассмотренная схема может быть с успехом использована в случаях, когда источник входного напряжения должен быть нагружен возможно меньше, или же необходимо получить большую постоянную времени входной цепи  $CR_{\text{вх}}$ .

#### 4-8. Усилитель с заземленной сеткой

Схема усилителя с заземленной сеткой, или с катодным входом, приведена на рис. 4-18. Эта схема дает значительное усиление напряжения и мощности, причем заземление сетки уменьшает входную емкость до  $C_{\text{ск}}$ , выходную емкость до  $C_{\text{ак}}$  и, поскольку обе емкости малы, возможно получение удовлетворительных частотных характеристик схемы в широком диапазоне частот. Одной из главных особенностей схемы с общей сеткой является преобразование низкого входного сопротивления в высокое сопротивление выходной цепи.

Поскольку анодный ток проходит через источник входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ , внутреннее сопротивление последнего играет важную роль

и оно должно быть введено в эквивалентную схему (рис. 4-18, б). Уравнения для основных цепей схемы с заземленной сеткой имеют вид:

$$\mu U_c + U_{вх} - I_a (R_i + R + Z_a) = 0; \quad (4-31)$$

$$U_c - U_{вх} + I_a R = 0. \quad (4-32)$$

Отсюда анодный ток

$$I_a = \frac{(\mu + 1) U_{вх}}{R_i + (\mu + 1) R + Z_a}.$$

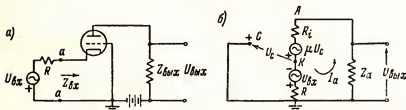


Рис. 4-18. Усилитель с заземленной сеткой (а) и его эквивалентная схема (б).

Учитывая, что падение напряжения на нагрузке равняется  $U_{вых} = -I_a Z_a$  и входное напряжение  $U_{вх}$  имеет такую же фазу относительно общей схемы, как и  $U_{вых}$ , получим следующее выражение для коэффициента усиления схемы:

$$A = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{(\mu + 1) Z_a}{R_i + (\mu + 1) R + Z_a}. \quad (4-33)$$

Таким образом, в схеме с общей заземленной сеткой входное и выходное сопротивление находятся в фазе, а не сдвинуты относительно друг друга на  $180^\circ$ , что имеет место в усилительных схемах с общим заземленным катодом. Действующий коэффициент усиления лампы в этой схеме будет равен  $(\mu + 1)$ , так как входное напряжение не только усиливается, но и непосредственно складывается с выходным.

Последующий анализ уравнения (4-33) показывает, что в схеме с заземленной сеткой лампа обладает «действующим» внутренним сопротивлением

$$R_i = R_i + (\mu + 1) R.$$

Эта величина является одновременно и полным выходным сопротивлением усилителя.

Представляет интерес значение полного входного сопротивления, на которое работает генератор сигналов. Пренебрегая внутриламповыми емкостями, это входное сопротивление можно определить из выражения:

$$\frac{U_{вх}}{I_a} = \frac{R_i + (\mu + 1) R + Z_a}{\mu + 1} = R \frac{R_i + Z_a}{\mu + 1}.$$

Следовательно, входное сопротивление самой лампы между точками  $a-a$  (рис. 4-18,  $a$ ) равно

$$Z_{\text{вх}} = \frac{R_l + Z_a}{\mu + 1}. \quad (4-34)$$

Таким образом, схема с общей заземленной сеткой понижает общее сопротивление анодной цепи в  $(\mu + 1)$  раз. Для лампы с  $\mu = 20$  и  $R_l = 7700 \text{ ом}$  при анодной нагрузке  $R_a = 40\,000 \text{ ом}$  входное сопротивление в схеме с заземленной сеткой будет всего  $2270 \text{ ом}$ .

#### 4-9. Питание усилителей напряжения переменным током

Иногда в целях экономии необходимо обойтись без выпрямителя, питающего анод постоянным током, и перейти на питание анодной цепи переменным током, что допустимо только в тех случаях, когда пульсация анодного тока с частотой питающего напряжения не мешает нормальной работе схемы. При этом анодный ток будет иметь вид полупериодных импульсов, проходящих во время положительных полупериодов переменного напряжения на аноде. Напряжение на сетке во время положительных полупериодов будет оказывать на анодный ток обычное управляющее действие.

Можно приближенно считать, что импульсы анодного тока в данной схеме по форме эквивалентны половине синусоида, причем их средние значения за период будут определять постоянную составляющую анодного тока. Среднее значение подобных импульсов можно приближенно считать равным  $1/\pi$  от амплитуды.

В качестве примера практического использования ламповых устройств с питанием анодной цепи переменным током может служить усилитель, схема которого приведена на рис. 4-19. Этот усилитель, предназначенный для управления электромагнитным реле без перегрузки его контактов большими токами в моменты переключения, работает следующим образом.

Когда переключатель  $S$  стоит на контакте 1, на сетку лампы подается отрицательное смещение за счет напряжения  $U_1$ . Это напряжение вызывает появление сеточного тока, который, проходя по сопротивлению  $R_2$ , создает на нем падение напряжения, примерно равное амплитудному значению  $U_1$ . При  $U_1$ , превышающем  $U_2$ , лампа будет заперта. При перемещении переключателя на контакт 2 смещение  $U_1$  снимается и напряжение на сетке становится равным нулю. Тогда уже в самом начале первого, после перевода переключателя  $S$ , положительного полупериода анодный ток лампы возрастает до значения, достаточного для

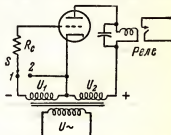


Рис. 4-19. Усилитель с питанием анодной цепи переменным током, предназначенный для ограничения тока через контакты реле в моменты включения и выключения.

срабатывания реле в цепи анода. Полагая, что  $R_c = 1 \text{ Мом}$  и амплитуда  $U_1 = 50 \text{ в}$ , находим, что значение тока в момент переключения реле не превышает  $50 \text{ мкА}$ . Такой малый ток обеспечивает неограниченно большой срок службы контактов. После включения реле остается во включенном состоянии до тех пор, пока переключатель  $S$  не будет снова переведен на контакт  $I$ . Размыкание контактов реле, благодаря действию этой схемы, также произойдет при весьма малом токе, идущем через контакты. Для предотвращения вибрации контактов реле параллельно его катушке включается конденсатор емкостью нескольких микрофард, сглаживающий пульсации тока, проходящего через катушку.

Питание анода переменным током применяется также в схемах с фотоэлементами, в схемах управления электродвигателями и во многих иных ламповых устройствах.

### Задачи

**4-1.** На лампу с  $\mu = 70$ ,  $R_f = 66\,000 \text{ ом}$ , работающую в схеме усилителя с заземленным катодом, подается сигнал, эффективное значение которого равно  $2,0 \text{ в}$ . Лампа нагружена активным сопротивлением  $80\,000 \text{ ом}$ .

Найти переменную составляющую анодного тока, переменное напряжение на выходе и усиление каскада в децибелах.

**4-2.** Лампа, аналогичная указанной в задаче 4-1, работает в схеме усилителя с заземленным катодом на частоте  $55\,000 \text{ гц}$  при нагрузке  $50\,000 \text{ С} + j\,50\,000 \text{ ом}$ .

Вычислить входное сопротивление и входную емкость лампы, если известны ее междуэлектродные емкости:  $C_{ас} = 2,5 \text{ пф}$ ,  $C_{ск} = 4,0 \text{ пф}$  и  $C_{ак} = 3,2 \text{ пф}$ .

**4-3.** В схеме, указанной на рис. 4-20, а, работают два одинаковых триода с параметрами:  $S = 2,1 \text{ ма/в}$  и  $R_f = 7700 \text{ ом}$ . Анодные токи ламп  $I_{а1} = 4,0 \text{ ма}$  и  $I_{а2} = 2,5 \text{ ма}$ , смещение  $U_{с-} = -6,0 \text{ в}$  на обе лампы. Вычислить величину  $R_K$  и определить общее усиление схемы по напряжению и усиление в децибелах.

**4-4.** Лампа, работающая в схеме, указанной на рис. 4-20, а, имеет параметры:  $S = 2 \text{ ма/в}$  и  $R_f = 30\,000 \text{ ом}$ . Напряжение сигнала  $U_{вх} = 2,0 \text{ в}$  (эффективных).

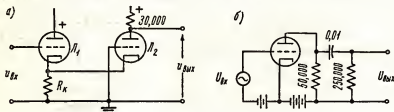


Рис. 4-20.

Определить усиление каскада и напряжение на выходе при наличии сигнала с частотой  $200 \text{ гц}$ .

Подсчитать те же величины для частоты  $2000 \text{ гц}$  и определить характер появляющихся искажений.

**4-5.** Пентод имеет параметры:  $S' = 4,5 \text{ ма/в}$  и  $R_f = 1,5 \text{ Мом}$ . Напряжение на выходе должно равняться  $40 \text{ в}$  (эффективных) при переменной составляющей анодного тока  $I_a = 0,2 \text{ ма}$ .

Определить: а) каково должно быть напряжение сигнала; б) какая получается ошибка (в процентах) при определении этого напряжения, если пользоваться приближенной эквивалентной схемой (полагая  $R_f$  бесконечно большим).



4-6. Для работы в схеме 4-5 в использован пентод с параметрами:  $S = 4,4 \text{ ма/в}$  и  $R_i = 1,5 \text{ Мом}$ . В рабочей точке  $Q$  имеем:  $I_a = 3 \text{ ма}$ ;  $I_{ca} = 0,8 \text{ ма}$ ;  $U_a = 250 \text{ в}$ ;  $U_{c1} = -1,5 \text{ в}$ ;  $U_{c2} = 100 \text{ в}$ .

Рассчитать необходимые значения  $R_{c1}$  и  $R_{c2}$ .

Найти величину анодной нагрузки  $R_a$ , при которой усиление напряжения будет равно 125.

4-7. Триод с параметрами:  $\mu = 66$ ,  $R_i = 16\,500 \text{ ом}$  должен работать в схеме катодного повторителя при  $U_c = -2 \text{ в}$  и  $I_a = 0,3 \text{ ма}$ .

Определить сопротивление смещения и сопротивление нагрузки, требуемые для получения коэффициента усиления 0,85 (как в схеме, приведенной на рис. 4-16, б) при работе с симметричным напряжением сигнала.

4-8. В схеме катодного повторителя желают использовать лампу 6С2С при  $U_a = 250 \text{ в}$  (характеристики этой лампы можно найти в любом справочнике). Полное выходное сопротивление схемы должно равняться  $600 \text{ ом}$ .

Определить величину сопротивления в цепи катода, максимально допустимую амплитуду симметричного входного напряжения; рассчитать усиление и найти напряжение смещения в рабочей точке.

4-9. Лампа 6С5 имеет  $\mu = 20$ ,  $R_i = 9000 \text{ ом}$ . Она работает в схеме, указанной на рис. 4-16 в, причем  $R_{c1} = 25\,000 \text{ ом}$ ,  $R_i = 2000 \text{ ом}$ .

Найти величину  $R_c$ , при котором входное сопротивление равнялось бы  $150 \text{ Мом}$ .

Используя найденное значение  $R_c$ , вычислить напряжение на выходе и общее усиление, если эффективное напряжение входного сигнала  $U_{вх,эфф} = 2 \text{ в}$  и реактивным сопротивлением  $C$  можно пренебречь.

4-10. Усилитель с заземленной сеткой работает на лампе с параметрами:  $\mu = 10$ ,  $R_i = 9500 \text{ ом}$ . Эффективное напряжение сигнала  $U_{вх,эфф} = 1 \text{ в}$ .

Определить: а) выходное напряжение на зажимах активного нагрузочного сопротивления  $50\,000 \text{ ом}$ , если  $R_L = 200 \text{ ом}$ ; б) усиление мощности в децибелах, получаемое от усилителя.

4-11. Датчик сигналов с напряжением  $0,01 \text{ в}$  имеет внутреннее сопротивление  $300 \text{ ом}$ .

Рассчитать усилитель по схеме с заземленной сеткой на лампе с  $\mu = 38$  и  $R_i = 7100 \text{ ом}$ , входное сопротивление которого согласовалось бы с сопротивлением датчика.

Какое при этом будет получено выходное напряжение и усилие мощности в децибелах?

4-12. В схеме, указанной на рис. 4-21, работают два одинаковых триода с параметрами:  $\mu = 10$  и  $R_i = 8\,000 \text{ ом}$ . Анодный ток каждой лампы равен  $2,0 \text{ ма}$ ; напряжение смещения на обе лампы  $U_c = -8 \text{ в}$ .

Вычислить величины  $R_1$  и  $R_2$  и определить общее усиление схемы.

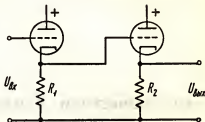


Рис. 4-21.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Richter, W.: Cathode-follower Circuits, *Electronics*, 16: 112 (November, 1943).
2. Jones, M. C.: Grounded-grid Radio-frequency Voltage Amplifiers, *Proc. IRE*, 32: 423 (1944).
3. Ryder, J. D.: "Electronic Fundamentals and Applications," Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1950.
4. Seely, S.: "Electron-tube Circuits," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1950.

## ГЛАВА ПЯТАЯ

### ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ

В главе четвертой различные типы усилителей рассматривались в основном без учета влияний, которые могут оказать реактивные сопротивления лампы и схемы на выходную характеристику усилителя при изменениях частоты и формы входных сигналов.

В настоящей главе изложены вопросы исследования и расчета усилителей, предназначенных для работы в режиме усиления синусоидальных напряжений, частота которых изменяется в широком диапазоне, а также в режимах усиления импульсных сигналов.

Емкости цепей связи, применяемые для разделения переменных и постоянных составляющих напряжений и токов усилителя, и междueleктродные емкости ламп являются элементами с реактивными сопротивлениями, вследствие чего возникает возможность частотных и фазовых искажений.

Так как усилители должны работать с сигналами самых разнообразных форм, частотные и фазовые характеристики их должны быть тщательно рассчитаны во избежание искажений при работе в широком диапазоне частот. Необходимость в обеспечении широких полос пропускания объясняется как требованиями радиотелефонии, радиовещания и телевидения, так и тем, что в современной технике широко используются остроконечные и прямоугольные импульсы, для точного воспроизведения которых усилитель должен пропускать без искажений гармоники высоких порядков, вплоть до сотой гармоники и выше. Если на вход усилителя подается определенная последовательность отдельных импульсов, разделенных интервалами полного отсутствия сигнала, режим усилителя должен восстановиться (т.е. возвратиться в состояние, соответствующее отсутствию сигнала) к приходу каждого импульса серии. Поэтому необходимо рассчитать поведение схемы при подаче каждого отдельного импульса и обеспечить его точное воспроизведение.

При разработке и расчете схем усилителей малых сигналов необходимо проанализировать как частотные и фазовые характеристики для синусоидальных сигналов, так и характеристики переходных процессов для импульсных и иных несинусоидальных входных напряжений.

В настоящей главе рассматриваются вопросы проектирования усилителей с заданными частотно-фазовыми характеристиками в основном

на примерах схем с заземленным катодом и реостатно-емкостной междукаскадной связью ( $RC$ ).

Для расчета иных усилительных схем можно использовать материалы, рассмотренные в четвертой главе.

### 5-1. Частотные и фазовые характеристики усилителя с заземленным катодом

Частотные и фазовые искажения приходящих сигналов происходят вследствие наличия в схемах усилителей элементов с реактивным сопротивлением. Например, в схеме 5-1 с реостатно-емкостной связью ( $RC$ ) реактивные сопротивления междуэлектродных емкостей  $C_{акк}$ ,  $C_{ск}$  и  $C_{ас}$ , а также емкости конденсатора связи  $C$  являются функцией частоты и могут быть причиной искажений. Иногда в схему включаются индуктивности, реактивное сопротивление которых также является функцией частоты.

Уменьшение частотных и фазовых искажений крайне необходимо для сохранения неизменной формы входных сигналов в усилителях.

Для исследования частотно-фазовых искажений усилителей малых сигналов обычно вычерчивают их частотно-фазовые характеристики, т.е. кривые изменения усиления и фазы проходящих сигналов в функции от их частоты. При этом удобно пользоваться логарифмической шкалой, позволяющей уместить на графике весь рабочий диапазон частот усилителя.

На рис. 5-2 приведены типовые частотно-фазовые характеристики усилителя с реостатно-емкостной связью, свидетельствующие о наличии искажений на самых низких и наиболее высоких частотах диапазона. Форма этих характеристик указывает также на то, что исследование

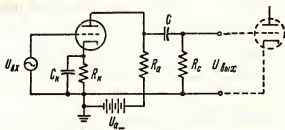


Рис. 5-1. Схема усилителя с реостатно-емкостной связью.

усилителя с реостатно-емкостной связью можно вести его анализируя характеристики в пределах трех участков частотного диапазона: низких, средних и высоких частот.

Участок низких частот (рис. 5-1 и рис. 5-2) характеризуется тем, что здесь емкости усилителя, включенные последовательно в различные его цепи, представляют довольно значительное реактивное сопротивление и, следовательно, их необходимо принимать во внимание при исследовании.

В среднем участке частотного диапазона всеми емкостными реактивными сопротивлениями можно пренебречь по сравнению с соответствующими активными сопротивлениями, поскольку последовательно включенные емкости обладают здесь ничтожно малыми сопротивлениями, а емкостные элементы, включенные параллельно, обладают очень большими реактивными сопротивлениями.

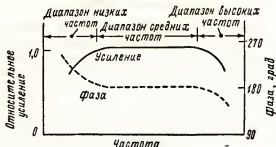


Рис. 5-2. Типовые частотные и фазовые характеристики усилителя с реостатно-емкостной связью.

На участке высоких частот приходится считаться с тем, что реактивные сопротивления емкостей, включенных параллельно, становятся настолько малыми, что оказывают заметное шунтирующее действие, отрицательно влияющее на характеристики усилителя.

На рис. 5-3, а приведена полная эквивалентная схема триодного усилителя, принципиальная схема которого дана на рис. 5-1. В эквивалентную схему входят три емкостных сопротивления: сопротивление конденсатора связи  $C$  (включенного между выходной цепью предыдущей лампы и входной цепью последующей лампы), играющее важную роль при работе на низких частотах; междueleктродная емкость  $C_{як}$  предыдущей лампы и емкость  $C_{вх}$  последующей лампы (включенные параллельно цепям усилителя), которые оказывают существенное влияние только на высоких частотах, поскольку обе емкости обычно малы. Емкость  $C_{як}$  является непосредственно емкостью анод—катод, тогда как значение входной емкости  $C_{вх}$  определяется расчетным путем (см. § 4-3). Распределенная емкость монтажа и деталей, не включенная в эквивалентную схему, обычно имеет порядок  $5 \div 20$  пф, и потому должна быть учтена при расчетах, так как она оказывает заметное шунтирующее действие, особенно на высоких частотах. Например, на схеме рис. 5-3 емкость  $C_c$  равна:

$$C_c = C_{як} + C_{вх} + C_{монтажа}.$$

Если во втором или последующем каскаде усилителя работает пентод, то величина входной емкости  $C_{вх}$  будет очень близка к  $C_{як}$ .

При работе усилителя в области низких частот параллельной емкостью  $C_c$  можно пренебречь, как реактивным сопротивлением большой величины, практически соответствующим разрыву цепи. В результате

эквивалентная схема рис. 5-3, *а* упрощается и приводится к схеме рис. 5-3, *б*. Напряжение между катодом и анодом здесь будет равно:

$$U_a = -I_a Z_{н.ч} = -\mu U_c \frac{Z_{н.ч}}{R_i + Z_{н.ч}}, \quad (5-1)$$

где  $Z_{н.ч}$  — суммарное полное сопротивление всех элементов, входящих в цепь нагрузки на низких частотах.

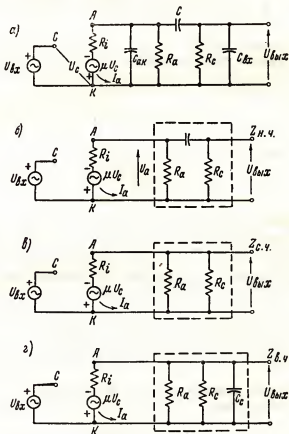


Рис. 5-3. Эквивалентные схемы усилителя с реостатно-емкостной связью: *а* — полная схема; *б* — для низких частот; *в* — для средних частот; *г* — для высоких частот.

Эти элементы очерчены пунктирной линией на схеме 5-3, *б*. Величина  $Z_{н.ч}$  в диапазоне низких частот равна

$$Z_{н.ч} = \frac{P_a (P_c - j/\omega C)}{R_a + (R_c - j/\omega C)}$$

Зависимость между  $U_{\text{вых}}$  и  $U_a$  в рассматриваемой схеме можно выразить следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_c}{R_c - j/\omega C} U_a.$$

Поэтому усиление в области низких частот

$$A_{\text{н.ч}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_c} = \frac{-\mu Z_{\text{н.ч}}}{R_l + Z_{\text{н.ч}}} \cdot \frac{R_c}{R_c - j/\omega C}. \quad (5-2)$$

При повышении рабочей частоты реактивное сопротивление конденсатора  $C$  падает и становится значительно меньше  $R_c$  (т.е.  $1/\omega C \ll R_c$ ). Подобные соотношения соответствуют диапазону средних частот. Усиление в этом диапазоне

$$A_{\text{с.ч}} = \frac{-\mu Z_{\text{с.ч}}}{R_l + Z_{\text{с.ч}}}. \quad (5-3)$$

Полное сопротивление  $Z_{\text{с.ч}}$  на средних частотах будет

$$Z_{\text{с.ч}} = \frac{R_a R_c}{R_a + R_c}.$$

Таким образом, для среднего диапазона частот справедлива эквивалентная схема, приведенная на рис. 5-3, в, в которой величина усиления не зависит от частоты, так как в схеме отсутствуют реактивные сопротивления.

Угол сдвига фазы между входным и выходным сигналами здесь также остается постоянным и равным  $180^\circ$ .

На более высоких частотах реактивное сопротивление  $C_c$  уже не будет велико по отношению к активным сопротивлениям, включенным параллельно ему. Однако составляющая  $R_{\text{вх}}$  на этих частотах будет обычно велика по сравнению с  $R_l$  и поэтому ею можно по-прежнему пренебрегать, хотя на очень высоких частотах величину  $R_{\text{вх}}$  приходится учитывать.

Эквивалентная схема для высоких частот показана на рис. 5-3, г. Усиление каскада здесь

$$A_{\text{в.ч}} = \frac{-\mu Z_{\text{в.ч}}}{R_l + Z_{\text{в.ч}}}. \quad (5-4)$$

Выходное полное сопротивление схемы на высоких частотах определяется из выражения:

$$Z_{\text{в.ч}} = \frac{R_a R_c}{R_a + R_c + j\omega C_c R_a R_c}.$$

При использовании пентода на средних и на высоких частотах уравнения обеих этих величин упрощаются.

Разделив в формуле усиления для средних частот числитель и знаменатель на  $R_i$ , получаем:

$$A_{c \cdot q} = \frac{-SZ_{c \cdot q}}{1 + Z_{c \cdot q}/R_i}.$$

Полагая  $R_i \gg |Z_{c \cdot q}|$ , что справедливо для пентода, можно данное выражение привести к виду:

$$A_{c \cdot q} = -SZ_{c \cdot q}. \quad (5-5)$$

Аналогичным образом для диапазона высоких частот получаем

$$A_{в \cdot q} = -SZ_{в \cdot q}. \quad (5-6)$$

Для низких частот выражение для усиления каскада при использовании пентода с высоким внутренним сопротивлением будет иметь несколько более сложный вид:

$$A_{н \cdot q} = -SZ_{н \cdot q} \frac{R_c}{R_c - j\omega C}. \quad (5-7)$$

Обычно  $C_{вх}$  пентода много меньше, чем  $C_{вх}$  триода, так как емкость  $C_{вс}$  пентода слишком мала. Поэтому в усилителях на пентодах граница между участками средних и высоких частот сдвинута в сторону более высоких частот, причем частотная характеристика пентодных усилителей будет близка к горизонтальной прямой в более широком диапазоне частот, чем в триодных усилителях.

В начале настоящего раздела было указано, что при составлении эквивалентной схемы некоторыми реактивными и активными сопротивлениями можно пренебречь из-за их пренебрежимо малого влияния на параметры различных цепей усилителя.

На практике это допустимо, если одна из сопоставляемых величин, по крайней мере, в 10 раз больше другой.

Сопротивление утечки  $R_c$  обычно велико по сравнению с  $R_a$  и поэтому не оказывает существенного влияния на работу схемы. Его величина как правило имеет порядок от десятых долей мегома до нескольких мегом. Величина емкости конденсатора связи выбирается в пределах от 0,0001 до 0,25 мкф в зависимости от желаемой характеристики усилителя на низких частотах. Емкость  $C_c$  может изменяться в пределах от 40 до 150 пф; в высококачественных усилителях на пентодах она составляет от 5 до 20 пф.

Для сопротивления нагрузки выбирается компромиссная величина, обеспечивающая достаточно равномерное усиление в заданной полосе частот.

Вопросы количественного выбора элементов усилительных схем освещены в последующих разделах.

## 5-2. Углубленный анализ частотных и фазовых характеристик усилителя с реостатно-емкостной связью между каскадами

Результаты исследования усилителя обычно представляются в виде кривых, характеризующих зависимость усиления и фазы выходного сигнала от частоты (рис. 5-4). Для оси частот при построении таких кривых используют логарифмический масштаб, что позволяет представить



Рис. 5-4. Типовые частотные и фазовые характеристики усилителя.

частотно-фазовые характеристики различных участков рабочего диапазона усилителя в наиболее наглядной форме. Ось усиления градуирована либо в линейном, либо в логарифмическом масштабе, однако, как будет показано ниже, ряд преимуществ дает шкала, градуированная в децибелах. Для оси фазового сдвига используется линейный масштаб.

На крайних ниспадающих участках частотной характеристики, приведенной на рис. 5-4, отмечены частоты  $f_1$  и  $f_2$ , на которых усиление напряжения составляет 0,707 (или  $(1/\sqrt{2})$ ) от усиления на средних частотах, т.е. мощность на выходе падает в два раза по сравнению с мощностью на средних частотах. На шкале, градуированной в децибелах, этим частотам будут соответствовать точки, лежащие на 3,01 дБ ниже уровня мощности для средних частот.

Частоты  $f_1$  и  $f_2$  широко используются в качестве граничных частот характеристики. С параметрами усилительной схемы они связаны простыми соотношениями.

Диапазон частот, заключенный между  $f_1$  и  $f_2$ , называется шириной частотной полосы усилителя, или полосой пропускания усилителя.

При расчете полезно представлять результаты в обобщенной форме, чтобы их можно было использовать в любой схеме данного вида. Низкочастотные и высокочастотные параметры усилителя могут быть представлены в такой универсальной, общей форме, что их можно будет использовать для любого усилителя с реостатно-емкостной связью. В качестве исходных «эталонных» единиц берутся параметры, соответ-



ствующие средним частотам характеристики, так как усиление и фаза выходного сигнала в пределах всего диапазона средних частот остаются неизменными.

Выше было показано, что для усилителя с заземленным катодом и с реостатно-емкостной связью усиление на средних частотах выражается уравнением (5-3)

$$A_{с.ч} = - \frac{\mu Z_{с.ч}}{R_i + Z_{с.ч}} = - \frac{\mu R_a R_c}{R_i R_a + R_i R_c + R_a R_c}.$$

Усиление на низких частотах согласно уравнению (5-2) может быть представлено в виде

$$A_{н.ч} = - \frac{\mu R_a R_c}{R_i R_a + R_i R_c + R_a R_c - j(R_i + R_a)/\omega C}$$

Беря за основу сравнения усиление на средних частотах  $A_{с.ч}$ , можно оценить отклонения от этой величины на низкочастотном конце диапазона, соотношением:

$$\frac{A_{н.ч}}{A_{с.ч}} = \frac{1}{1 - \frac{j}{\omega C} \left( \frac{R_i + R_a}{R_i R_a + R_i R_c + R_a R_c} \right)}. \quad (5-8)$$

Второй член знаменателя представляет величину, обратно пропорциональную частоте: при некоторой частоте он становится равным  $-j1$ , а модуль отношения усилений в этом случае

$$\left| \frac{A_{н.ч}}{A_{с.ч}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Следовательно, данная частота является частотой  $f_1$ , отмеченной на рис. 5-4, и ее величина определяется из условия равенства единице множителя при  $j$ .

Во втором слагаемом знаменателя (5-6) после простейших преобразований получаем:

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{1}{2\pi C} \left( \frac{R_i + R_a}{R_i R_a + R_i R_c + R_a R_c} \right) = \frac{1}{2\pi C} \left( \frac{1}{R_c + R_i R_a / (R_i + R_a)} \right) = \\ &= \frac{1}{2\pi C} \left( \frac{1}{R_c + R_x} \right), \end{aligned} \quad (5-9)$$

где  $R_x$  — эквивалентное сопротивление для  $R_i$  и  $R_a$ , соединенных параллельно.

Из (5-9) вытекает, что частота  $f_1$  обратно пропорциональна постоянной времени, т.е. произведению  $RC$  последовательной цепи (рис. 5-5), где  $R = R_x + R_c$ .

Так как  $R_x$  обычно много меньше  $R_i$ , постоянная времени определяется в основном величинами  $C$  и  $R_c$ . При возрастании постоянной времени за счет увеличения  $C$  или  $R_c$  частота понижается и частотная полоса усилителя становится шире.

В цепи управляющей сетки лампы даже при отрицательном напряжении  $u_c$  протекает электронный сеточный ток, хотя и весьма малой величины.

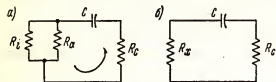


Рис. 5-5. Последовательные цепи  $RC$ , постоянные времени которых определяют низкочастотные характеристики усилителя.

Сопротивление  $R_c$  не должно превосходить определенного, зависящего от типа лампы, значения, при котором напряжение смещения в рабочей точке имеет оптимальную для данной лампы величину. Это предельное значение для

большинства ламп имеет порядок 1 мгом. Следовательно, величиной, могущей изменяться в широких пределах по выбору конструктора, является, в основном, емкость  $C$ .

Подставляя значение  $f_1$  в уравнение (5-8), получаем

$$\frac{A_{н.ч}}{A_{с.ч}} = \frac{1}{1 - jf_1/f}, \quad (5-10)$$

где  $f$  — текущее значение частоты в низкочастотной части диапазона.

Следовательно, модуль отношения усилений

$$\left| \frac{A_{н.ч}}{A_{с.ч}} \right| = \sqrt{\frac{1}{1 + (f_1/f)^2}}, \quad (5-11)$$

причем фазовый сдвиг

$$\varphi_{н.ч} = \arctg(f_1/f_2). \quad (5-12)$$

Значение  $\varphi_{н.ч}$  представляет дополнительный сдвиг фазы, добавляющийся к основному фазовому сдвигу на  $180^\circ$ , присущему усилителю на средних частотах.

Таким образом, выбор частоты  $f_1$  определяет низкочастотные качества усилителя.

Частота  $f_1$  может задаваться проектировщиком путем подбора параметров цепи междукаскадной связи.

Задаваясь тем или иным видом низкочастотной части характеристики усилителя, конструктор влияет определенным образом и на стоимость прибора, которая в значительной мере определяется размерами конденсатора  $C$ .

На рис. 5-6 приведены безразмерные кривые, выражающие в графической форме зависимости, определяемые уравнениями (5-11) и

(5—12). Кривые изменения дополнительного фазового сдвига  $\varphi_{в.ч}$  и отношения усиления ( $A_{в.ч}/A_{с.ч}$ ) построены в зависимости от отношения  $f/f_1$ , с уменьшением которого усиление асимптотически стремится к нулю, а фазовый сдвиг — к  $+90^\circ$ . Эти кривые применимы к любому усилителю с реостатно-емкостной связью.

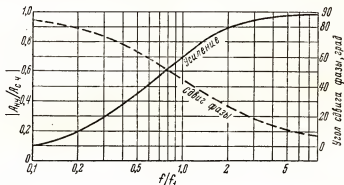


Рис. 5-6. Низкочастотная часть обобщенных кривых усиления и сдвига фазы усилителя с реостатно-емкостной связью.

Используя формулу (5-4), получаем для отношения усиления при высоких и средних частотах:

$$\frac{A_{в.ч}}{A_{с.ч}} = \frac{1}{1 + j\omega C_c \frac{1}{1/R_l + 1/R_a + 1/R_c}}. \quad (5-13)$$

Аналогично предыдущему,  $f_2$  соответствует такой частоте, при которой сомножитель при  $j$  во втором члене знаменателя становится равным единице и усиление напряжения уменьшится в  $1/\sqrt{2}$  раз, по сравнению с усилением на средних частотах  $A_{с.ч}$ . Именно так и была определена частота  $f_2$  на рис. 5-4.

На основании (5-13) имеем

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_c} \left( \frac{1}{R_l} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_c} \right) = \frac{1}{2\pi C_c R_y}, \quad (5-14)$$

где  $R_y$  — общее сопротивление трех параллельно включенных сопротивлений (рис. 5-7, а).

Подставляя значение  $f_2$  в уравнение (5-14), получаем

$$\frac{A_{в.ч}}{A_{с.ч}} = \frac{1}{1 + jf/f_2}, \quad (5-15)$$

откуда

$$\frac{A_{в\cdot ч}}{A_{с\cdot ч}} = \sqrt{\frac{1}{1 + jf/f_2}}, \quad (5-16)$$

и

$$\varphi_{в\cdot ч} = - \arctg f/f_2. \quad (5-17)$$

Частота  $f_2$  зависит от постоянной времени параметров, шунтирующих анодную цепь на высоких частотах (рис. 5—7). Для повышения

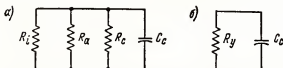


Рис. 5-7. Цепи RC, определяющие высокочастотные характеристики усилителя с реостатно-емкостной связью.

частоты  $f_2$  и расширения частотной характеристики в сторону высоких частот необходимо уменьшить  $R$  или  $C$ .

Кривые зависимости отношения усиления  $A_{в\cdot ч}/A_{с\cdot ч}$  и дополнительного фазового сдвига  $\Theta_{в\cdot ч}$  в функции от отношения  $f/f_2$  приведены на рис. 5-8.

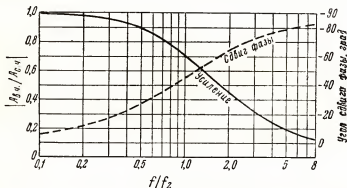


Рис. 5-8. Высокочастотная часть обобщенных кривых усиления и сдвига фаз усилителя с реостатно-емкостной связью.

При бесконечно большом повышении частоты усиление стремится к нулю, а угол сдвига фаз — к  $90^\circ$ . Таким образом, выбор проектирующим частоты  $f_2$  однозначно определяет вид высокочастотного участка частотной характеристики усилителя.

### 5-3. Частотные характеристики относительного усиления, построенные в децибелах

Если в общем случае усилитель составлен из  $n$  каскадов, то общее усиление  $A_{\Sigma}$  многокаскадного усилителя может быть выражено следующим образом:

$$\begin{aligned} A_{\Sigma}[\varphi_{\Sigma}] &= A_1[\varphi_1] A_2[\varphi_2] A_3[\varphi_3] \cdots A_n[\varphi_n] = \\ &= (A_1 A_2 A_3 \cdots A_n)[\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \cdots + \varphi_n], \end{aligned} \quad (5-18)$$

где индексы в малых квадратных скобках  $[\varphi_1], [\varphi_2] \cdots$  означают дополнительный фазовый сдвиг величины, к которой относится индекс.

Таким образом, общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов, а дополнительный фазовый угол равен сумме фазовых углов отдельных каскадов.

Если значения усиления каждого из каскадов выражены в децибелах, то общее усиление  $A_{\Sigma}$   $n$ -каскадного усилителя в децибелах будет равно

$$20 \log A_{\Sigma} = 20 (\log A_1 + \log A_2 + \log A_3 + \cdots + \log A_n),$$

или

$$A_{\Sigma}(\delta\phi) = A_1(\delta\phi) + A_2(\delta\phi) + A_3(\delta\phi) + \cdots + A_n(\delta\phi), \quad (5-19)$$

где  $A_1, A_2, A_3 \dots$  — коэффициент усиления какого-либо блока или устройства,  $\delta\phi$ .

Таким образом общее усиление  $n$ -каскадного усилителя в децибелах равно сумме коэффициентов усиления отдельных каскадов, выраженных также в децибелах.

Если зависимость отношения коэффициентов усиления от отношения соответствующих частот, рассмотренных выше, выразить в децибелах и вычертить соответствующие кривые, также получаются очень удобные для практических расчетов графики, которые будем называть в дальнейшем относительными частотными характеристиками, или кривыми относительного усиления.

Покажем для примера построение высокочастотного участка подобной кривой

$$\frac{A_{n \cdot \text{ч}}}{A_{c \cdot \text{ч}}}(\delta\phi) = f(\log f/f_2).$$

На основании уравнения (5-16) имеем:

$$\begin{aligned} \left| \frac{A_{n \cdot \text{ч}}}{A_{c \cdot \text{ч}}} \right|(\delta\phi) &= 20 \log \left[ \frac{1}{1 + (f/f_2)^2} \right]^{1/2} = 10 \log \left[ \frac{1}{1 + (f/f_2)^2} \right] = \\ &= -10 \log [1 + (f/f_2)^2]. \end{aligned} \quad (5-20)$$

Если отношение частот  $f/f_2$  мало по сравнению с единицей, или если усилитель работает в диапазоне средних частот или вблизи него, то

$$\left| \frac{A_{n \cdot \text{ч}}}{A_{c \cdot \text{ч}}} \right|(\delta\phi) = 10 \log 1 = 0 \text{ дБ}.$$

Это указывает на то, что исходным уровнем рассматриваемой кривой служит уровень усиления, соответствующий средней частоте, т.е. уровень, равный нулю децибела.

Если  $f/f_2 = 0$ , то отношение усиления будет равно

$$\left| \frac{A_{в.ч}}{A_{с.ч}} \right| (\text{дб}) = 10 \log \left[ \frac{1}{1+1} \right] = 10 \log \frac{1}{2} = -10 \log 2 = -3,01 \text{ дб}.$$

Следовательно, в этой точке кривой усиление на 3 дб ниже уровня, соответствующего средней частоте.

Затем можно задаться иными значениями отношения  $f/f_2$ , рассчитать соответствующие усиления и по результатам расчетов построить график, как показано в табл. 5-1 и на рис. 5-9.

Таблица 5-1

**Зависимость относительного усиления на высоких частотах от отношения частот  $f/f_2$  (в децибелах)**

$f/f_2$	Усиление, дб	$f/f_2$	Усиление, дб
0,1	-0,04	1,5	-5,12
0,2	-0,18	2,0	-7,0
0,3	-0,38	3,0	-10,0
0,5	-0,96	5,0	-14,1
0,7	-1,73	8,0	-18,1
1,0	-3,01	10,0	-20,1

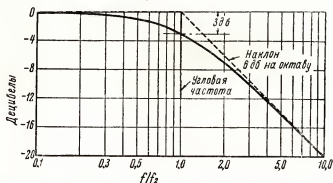


Рис. 5-9. Высококачастотная часть кривой зависимости относительного усиления (в дб) от отношения  $f/f_2$ .

Когда усилитель работает на столь высокой частоте, что выполняется неравенство  $f/f_2 \gg 1$ , получим

$$\left| \frac{A_{в.ч}}{A_{с.ч}} \right| (\text{дб}) = 10 \log \frac{1}{(f/f_2)^2} = -20 \log f/f_2. \quad (5-21)$$

Уравнение (5-21) выражает наклонную прямую (пунктирная прямая на рис. 5-9), к которой с повышением частоты асимптотически приближается относительная частотная характеристика.

Выражение (5-21) очевидно представляет уравнение прямой в полулогарифмическом масштабе. Эта прямая пересекает горизонталь, соответствующую нулевому уровню в точке  $|A_{в.ч}|/|A_{с.ч}| = 1$ , т.е. 0 дб, что непосредственно видно из рис. 5-9.

Анализ уравнения (5-21) также показывает, что асимптота имеет наклон 20 дб на частотную декаду (т.е. на интервал частот, соответствующих 10-кратному изменению частоты), эквивалентный наклону 6 дб на октаву (т.е. на интервал, соответствующий двукратному изменению частоты).

Сформулируем кратко характерные особенности графика относительного усиления, приведенного на рис. 5-9.

1. При  $f/f_2 < 1$  частотная характеристика асимптотически приближается к линии исходного уровня, т.е. к горизонтали, соответствующей 0 дб.

2. При  $f/f_2 = 1$  усиление равно - 3 дб, т.е. имеется ослабление выходного напряжения в два раза.

3. При  $f/f_2 > 1$  усиление падает, причем наклон кривой относительного усиления асимптотически приближается к величине - 6 дб на октаву.

Вычерчивание кривой относительно усиления при заданном значении  $f_2$  не вызывает затруднений, так как наклонная асимптота, проходящая через точку  $f/f_2 = 1$  (0 дб), имеющая наклон - 20 дб на декаду или - 6 дб на октаву, строится очень просто, так что кривую внутри угла, образованного горизонталью нулевого уровня и асимптотой, можно приближенно начертить даже и от руки.

Уравнение (5-11) для низкочастотной части кривой относительного усиления ( $A_{н.ч}/A_{с.ч}$ ) при построении выражаемой им зависимости в координатной системе « децибелы -  $\log(f/f_1)$  » приводит к графикам, аналогичным рассмотренным выше.

Действительно, на основании (5-11) имеем:

$$\left| \frac{A_{н.ч}}{A_{с.ч}} \right| (\text{дб}) = 20 \log \left[ \frac{1}{1 + (f_1/f)^2} \right]^{1/2} = -10 \log \left[ 1 + (f_1/f)^2 \right]. \quad (5-22)$$

Полученное выражение аналогично по форме уравнению (5-20), выведенному для высокочастотной части кривой относительно усиления.

Различие между относительными уравнениями заключается в том, что в (5-20) текущая частота  $f$  находится в знаменателе, а в (5-22) в числителе отношения частот. Поэтому графики высокочастотной и низкочастотной части кривой относительного усиления являются зеркальным отображением один другого (рис. 5-10). Из рисунка следует, что возрастание текущего значения частоты на высокочастотном участке кривой вызывает уменьшение, а на низкочастотном участке — увеличение относительного усиления.

Низкочастотная асимптота с падением  $-6$  дБ на октаву или с подъемом  $+6$  дБ на октаву и угловая частота, соответствующая  $f_1/f = 1$ , находятся так же, как и соответствующие высокочастотные величины (табл. 5-2).

Таблица 5-2

**Зависимость относительного усиления на низких частотах от отношения частот  $f/f_1$**   
(в децибелах)

$f/f_1$	Усиление, дБ	$f/f_1$	Усиление, дБ
0,1	-20,0	1,5	-1,61
0,2	-14,1	2,0	-0,96
0,3	-10,7	3,0	-0,42
0,5	-7,0	5,0	-0,18
0,7	-4,8	8,0	-0,07
1,0	-3,0	10,0	-0,04

Полная обобщенная кривая относительного усиления, обнимающая низкочастотный, среднечастотный и высокочастотный участки диапазона усилителя с реостатно-емкостной связью, приведена на рис. 5-10.

Если последовательно с первым каскадом усилителя включен второй и последующие каскады, то общее усиление для каждой частоты

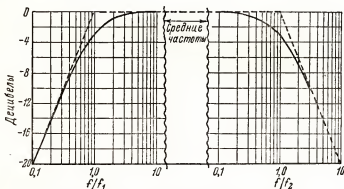


Рис. 5-10. Обобщенные кривые относительного усиления (в дБ) для усилителя с реостатно-емкостной связью.

выразится на диаграмме относительного усиления суммой ординат кривых, построенных для каждого отдельного каскада. При двух одинаковых каскадах, для каждого из которых в отдельности усиление на граничных частотах  $f_1$  и  $f_2$  падает на  $-6$  дБ, суммарные асимптотиче-



ские прямые имеют наклон, соответствующий падению усиления —12 дб на октаву.

На рис. 5-11 показаны частотные характеристики 1-, 2- и 3-каскадных усилителей, состоящих из одинаковых каскадов.

В области больших значений  $f/f_2$ , т.е. где кривая относительного усиления приближается к асимптоте, фазовый угол однокаскадного

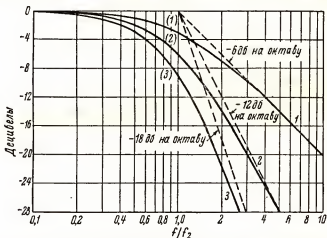


Рис. 5-11. Частотные характеристики многокаскадного усилителя с реостатно-емкостной связью, состоящего из  $n$  одинаковых каскадов (для одного, двух и трех каскадов).

усилителя с реостатно-емкостной связью приближается к  $90^\circ$  (или к  $-90^\circ$  для низких частот). В усилителе из двух одинаковых каскадов наклон асимптоты равен —12 дб на октаву, причем на участке, где кривая подходит к асимптоте, фазовый угол приближается к  $270^\circ$  (или к  $-270^\circ$  для низких частот).

Таким образом, некоторые сведения о качественных изменениях фазового угла можно получить и из относительных частотных характеристик усилителя синусоидальных сигналов.

#### 5-4. Специальные схемы реостатно-емкостной связи для преобразования полосы пропускания усилителя

Простейшие видоизменения схемы междукаскадной связи в реостатно-емкостных усилителях позволяют по желанию снижать отдачу усилителя на низкочастотном, либо на высокочастотном участке диапазона. Можно также уменьшением усиления в определенном интервале частот несколько растянуть полосу усилителя по высокочастотному или низкочастотному концу характеристики. Это осуществляется компенсацией падения усиления на определенном участке диапазона.

На рис. 5-12 показаны две подобные схемы из числа многих возможных. Анализ схем можно провести методом исследования наклона

асимптот и граничных частот, изложенных в предыдущем разделе. Схема, приведенная на рис. 5-12, а, отсекает характеристику на высоких частотах и этим способствует подъему характеристики на низких частотах. Для данной схемы отношение напряжений

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1 + j\omega R_2 C}{1 + j\omega C(R_1 + R_2)} \quad (5-23)$$

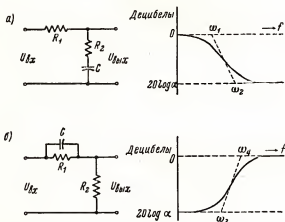


Рис. 5-12. Схема цепи, обеспечивающей увеличение усиления низких частот за счет уменьшения усиления высоких частот (а). Схема цепи, обеспечивающей увеличение усиления высоких частот за счет уменьшения усиления низких частот (б).

Полагая, что одна из граничных частот диапазона будет очень мала, вследствие чего будет очень мала и соответствующая ей  $\omega$ , получаем:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \approx 1.$$

Для очень большого значения  $\omega$  имеем:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + 1} = \alpha.$$

Умноженный на 20 логарифм указанного отношения дает 0 дБ в низкочастотной части диапазона (исходный уровень) и  $20 \log \alpha$  в качестве предела, к которому асимптотически приближается это отношение. Следовательно, понижение напряжения на низких частотах в схеме (или подъем на высоких частотах) является функцией отношения сопротивлений  $\alpha$ , т.е. функцией отношения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

Уравнение (5-23) можно переписать в виде:

$$\left| \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right| = \left[ \frac{1 + (\omega/\omega_2)^2}{1 + (\omega/\omega_1)^2} \right]^{1/2}, \quad (5-24)$$

где  $\omega_1 = \frac{1}{C(R_1 + R_2)}$  и  $\omega_2 = \frac{1}{R_2 C}$ .

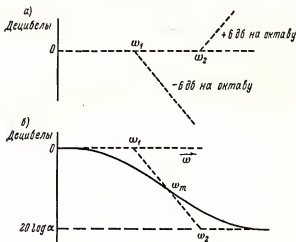


Рис. 5-13. «Граничные» частоты и построение асимптот (а). Использование асимптот для построения частотной характеристики усилительного блока, схема которого показана на рис. 5-12, а (б).

Переходя к децибелам, получаем для отношения напряжений на выходе выражение:

$$\left| \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right| (\text{дБ}) = 10 \log [(1 + (\omega/\omega_2)^2)] - 10 \log [1 + (\omega/\omega_1)^2], \quad (5-25)$$

слагаемые которого аналогичны по форме уравнению (5-20). Граничная частота, при которой  $(U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}})$  падает на 3 дБ ниже низкочастотного уровня, соответствует  $\omega = \omega_1$ . Таким образом, второй член уравнения выражает асимптоту характеристической кривой, пересекающую ось 0 дБ в точке  $\omega = \omega_1$  и имеющую наклон —6 дБ на октаву.

На рис. 5-13, а асимптота показана пунктирной линией. Первый член уравнения определяет вторую «граничную» частоту, расположенную правее вдоль оси при  $\omega = \omega_2$ . Положительный знак этого члена указывает на то, что соответствующая асимптота возрастает с частотой, имея скорость подъема 6 дБ на октаву.

В целом асимптота характеристики  $|U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}|$  является суммой этих двух прямых (рис. 5-13, б). На частотах  $\omega > \omega_2$  обе, направленные в противоположные стороны, асимптоты взаимно уничтожаются,

и результирующая асимптота характеристики, достигнув величины  $20 \log \alpha$ , переходит в горизонтальную линию. Таким образом, отношение напряжений на высоких частотах уменьшается на  $20 \log \alpha$  дБ, по сравнению с низкочастотным участком характеристики. С помощью этих зависимостей можно легко построить частотную характеристику, показанную на рис. 5-13 сплошной линией, пользуясь для промежуточных точек данными, приведенными в табл. 5-1 и табл. 5-2.

Рассмотренная выше схема (рис. 5-12) позволяет простыми средствами увеличить усиление на низких частотах за счет уменьшения усиления на высоких частотах. В теории сервомеханизмов эта схема называется схемой задержки, так как фазовый угол на выходе отстает от фазы на входе.

Схема, показанная на рис. 5-12, б, действует обратно предыдущей, уменьшая усиление на низких частотах и повышая усиление на высокочастотном участке диапазона. Для данной схемы усиление по напряжению составляет:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + j\omega CR_1}{1 + j\omega CR_1 R_2 / (R_1 + R_2)} \quad (5-26)$$

Асимптоты усиления для крайних частот будут равны соответственно: для очень низкой частоты  $\omega$

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \alpha;$$

для очень высокой частоты  $\omega$

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 1.$$

Взяв логарифмы этих отношений для перехода к децибелам, получим, что исходный уровень 0 дБ в данном случае будет на более высоких частотах.

На низких частотах предельный уровень в децибелах равен  $20 \log \alpha$  и, поскольку  $\alpha$  меньше единицы, асимптота усиления на низких частотах лежит ниже нуля. Следовательно, схема снижает усиление на низких частотах и увеличивает его на высоких частотах.

Вводя обозначения

$$\omega_3 = \frac{1}{CR_1}; \quad \omega_4 = \frac{R_1 + R_2}{CR_1 + R_2} = \frac{\omega_3}{\alpha},$$

можно уравнение (2-26) переписать в следующем виде:

$$\left| \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right| = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left[ \frac{1 + (\omega/\omega_3)^2}{1 + (\omega/\omega_4)^2} \right]^{1/2} \quad (5-27)$$

Переходя к децибелам, получаем для отношения напряжений на выходе и входе выражение:

$$\left| \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right| (\text{дБ}) = 20 \log \alpha + 10 \log [1 + (\omega/\omega_3)^2] - 10 \log [1 + (\omega/\omega_4)^2]. \quad (5-28)$$

Сходство этого выражения с уравнением (5-25) очевидно, поэтому, рассуждая аналогично предыдущему, можно построить асимптоты (рис. 5-14, а).

При наложении обеих наклонных асимптот положительная асимптота компенсирует отрицательную на частотах выше «граничной» частоты  $\omega_4$ , в результате чего суммарная асимптота будет иметь вид,

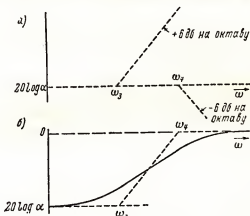


Рис. 5-14. «Граничные» частоты и построение асимптот для частотной характеристики усилительного блока, схема которого приведена на рис. 5-12, б (а). Частотная характеристика блока (б).

показанный на рис. 5-14, б. Там же приведена кривая усиления, проходящая при частотах  $\omega_3$  и  $\omega_4$  через точки  $\pm 3$  дб. Усиление на низких частотах уменьшилось по сравнению с высокими частотами на величину  $20 \log \alpha$  дб.

В теории сервомеханизмов такая схема называется схемой опережения, так как фаза выходного напряжения опережает фазу напряжения на входе.

Рассмотренные схемы вносят некоторый сдвиг фаз, начинающийся с нуля, нарастающий до максимума опережения или отставания и снова падающий до нуля по мере дальнейшего увеличения частоты. Максимальный фазовый сдвиг будет при

$$\omega_m = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \text{ или } \omega_m = \sqrt{\omega_3 \omega_4}.$$

На рис. 5-15 приведена кривая фазового сдвига выходного сигнала в функции от величины  $\alpha$ .

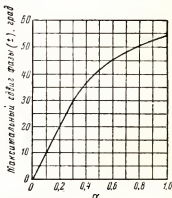


Рис. 5-15. Зависимость фазового сдвига выходного сигнала от параметра  $\alpha$  в усилительных блоках, собранных по схемам рис. 5-12 а, б.

## 5-5. Основные принципы проектирования широкополосных усилителей

Для усиления импульсных сигналов, а также сигналов прямоугольной, треугольной или иной несинусоидальной формы, следующих с частотой много тысяч герц, необходимо иметь усилители с гораздо более широкой полосой частот, чем это требовалось бы для синусоидальных сигналов.

При проектировании широкополосных усилителей необходимо учитывать некоторые их специфические закономерности, не свойственные усилителям относительно низких частот.

Рассмотрению особенностей широкополосных усилителей и специфики их проектирования и посвящается данный раздел.

Характер частотных зависимостей в области низких частот определяется величиной частоты  $f_1$ , а значение последней зависит от емкости конденсатора связи  $C$ , поэтому смещение в сторону возможно более низких частот не представляет серьезных технических трудностей и ограничивается только экономическими соображениями, связанными со стоимостью конденсатора  $C$ .

В высокочастотной части диапазона расширение полосы ограничивается реактивным сопротивлением шунтирующей емкости  $C_c = C_{ск} + C_{ан} + C_{монتاжа}$ . Эту емкость невозможно сделать меньше некоторого определенного предела, равного сумме емкостей  $C_{ан} + C_{ск}$  ламп, входящих в схему (имеются в виду пентоды).

Для расширения полосы усилителя в сторону высоких частот необходимо подобрать наиболее подходящую лампу и самым тщательным образом рассчитать элементы усилительной схемы, тогда как расширение низкочастотной части полосы усилителя, как было указано выше, можно выполнить относительно просто. Поэтому в усилителях с резонансно-емкостной связью обычно рассчитывается и анализируется только высокочастотный участок полосы пропускания.

При необходимости в расширении полосы пропускаемых частот до значений, выходящих за пределы диапазона звуковых частот (10 000—20 000 гц), используются исключительно пентоды, обладающие большой крутизной и малой входной емкостью, приблизительно равной только емкости  $C_{ск}$ . При использовании пентодов можно с полным основанием считать, что  $R_i \gg R_a$ , где  $R_a$  — сопротивление нагрузки анодной цепи. Допустимо также считать, что  $R_c \gg R_2$ , так как  $R_a$  обычно делается небольшим для повышения частоты  $f_2$ , в то время как для снижения частоты  $f_1$   $R_c$  должно быть возможно больше. Приняв эти допущения, получим что уравнение усиления на средних частотах (5-5) упрощается и приобретает следующий вид:

$$A_{с.ч} = -SR_a. \quad (5-29)$$

Соответственно, уравнение усиления каскада на высоких частотах (5-4) будет иметь вид:

$$A_{в.ч} = \frac{-SR_a}{1 + j\omega C_c R_a} \quad (5-30)$$

и относительное усиление при использовании пентода

$$\left| \frac{A_{в.ч}}{A_{с.ч}} \right| = \left[ \frac{1}{1 + (f/f_2)^2} \right]^{1/2}, \quad (5-31)$$

где

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_e R_a}. \quad (5-32)$$

При достаточно малом значении частоты  $f_1$ , являющейся низкочастотной границей полосы усилителя, величина  $f_2$  почти не отличается от ширины полосы пропускания, равной разности  $(f_2 - f_1)$ . Поэтому полосой усилителя называют частоту  $f_2$ .

Так как емкость  $C_e$  вполне определена после того, как выбран тип лампы, единственной переменной величиной, посредством которой можно расширить полосу частот, является сопротивление  $R_a$ , уменьшение которого уменьшает одновременно усиление каскада. Поскольку усиление прямо пропорционально  $R_a$ , а ширина полосы обратно пропорциональна этой же величине, их произведение не зависит от  $R_a$ .

Произведение усиления на полосу частот  $M$ , называемое добротностью, может служить мерой качества усилительного каскада:

$$M = \frac{S R_a}{2\pi C_e R_a} = \frac{S}{2\pi C_e}. \quad (5-33)$$

Для каждого данного типа лампы  $M$  является величиной постоянной. Если  $C_e$  выражена в пикофарадах, а  $S$  в  $ма/в$ , то произведение этих

Таблица 5-3

**Добротность усилительного каскада — произведение усиления на ширину полосы — для наиболее распространенных пентодов**

Тип лампы	$C_{ск},$ пф	$C_{ак},$ пф	$S,$ ма/в	Добротность, $M = Af_2$
6AC5	6,5	1,8	5,0	98
6AK5	4,0	2,8	5,1	123
6BC5	6,0	2,6	5,7	98
6AH5	10,0	2,0	9,0	120
6AS6	4,0	3,0	3,2	73
6AU6	5,5	5,0	5,2	80
6AC7	11,0	5,0	9,0	90
6AG7	13,0	7,5	11,0	85
6CB6	6,3	1,9	6,2	120

величин численно равно усилению, умноженному на ширину полосы в килгерцах. Поскольку данное произведение величина постоянная, расширение полосы усилителя невозможно без соответствующей потери

в усилении и, наоборот. Это является принципиальным ограничением для усилителей рассматриваемого типа и указывает на необходимость в применении усилительных пентодов с возможно большей крутизной  $S$ .

В табл. 5-3 приведены значения добротности усилительных каскадов, получаемые при использовании некоторых наиболее распространенных ламп. При расчетах принято, что емкость  $C_c = C_{ак} + C_{ск}$ , т.е. имеет минимальную, не поддающуюся дальнейшему уменьшению, величину для пентодных усилителей.

Если усилитель состоит из  $n$  каскадов (не обязательно одинаковых) с реостатно-емкостной связью между ними, то отношение общих усиления, отмеченных знаками  $\Sigma$ , будет:

$$\left| \frac{A_{\Sigma n \cdot \omega}}{A_{\Sigma n \cdot \omega}} \right| = \left[ \frac{1}{1 + (f/f_1)^2} \right]^{1/2} \left[ \frac{1}{1 + (f/f_2)^2} \right]^{1/2} \cdots \left[ \frac{1}{1 + (f/f_n)^2} \right]^{1/2}, \quad (5-34)$$

где множители правой части уравнения равняются относительному усилению 1-го, 2-го... каскадов усилителя.

Таким образом, общее относительное усиление многокаскадного усилителя выражается многочленом, содержащим дроби  $f/f_k$ , где  $k$  определяется параметрами отдельных каскадов.

Если все каскады  $n$ -каскадного усилителя одинаковы,

$$f_a = f_b = \dots = f_n,$$

то

$$\frac{A_{\Sigma n \cdot \omega}}{A_{\Sigma c \cdot \omega}} = \left[ \frac{1}{1 + (f/f_a)^2} \right]^{n/2}. \quad (5-35)$$

Аналогичные соотношения имеются и для низкочастотного участка полосы многокаскадного усилителя.

Из рассмотрения рис. 5-11 можно установить еще одну важную особенность реостатно-емкостных усилителей, относящуюся к ширине их полосы пропускания, а именно: при последовательном включении нескольких каскадов с реостатно-емкостной  $RC$ -связью ширина полосы уменьшается, что определяется по точкам, соответствующим падению усиления мощности в два раза, т.е. на  $-3$  дБ.

Если задана определенная общая ширина полосы усилителя, то каждый отдельный каскад должен иметь значительно более широкую полосу пропускания.

Пользуясь опять выражением (5-35), относящимся к участку высоких частот (хотя с равным основанием могло бы быть использовано и соответствующее выражение и для низких частот), обозначим в нем через  $f_{\Sigma}$  частоту, соответствующую точке  $-3$  дБ для усилителя из  $n$  каскадов. Так как в этой точке отношение усиления напряжения равно  $1/\sqrt{2}$ , получим

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \left[ \frac{1}{1 + (f_{\Sigma}/f_a)^2} \right]^{n/2},$$



откуда

$$\frac{f_{\Sigma}}{f_2} = \sqrt[2^{1/n}]{2^{1/n} - 1}. \quad (5-36)$$

Это является выражением для той частоты усилителя, состоящего из  $n$  одинаковых каскадов, при которой мощность на выходе падает в два раза. Из табл. 5-4, в которой приведены значения частоты  $f_{\Sigma}$ , рассчитанные по этой формуле для усилителей, состоящих из различного числа каскадов, следует, что для получения заданной общей полосы усилителя полоса каждого отдельного каскада должна быть значительно увеличена (достигается это только за счет соответствующего снижения усиления на каскад).

Таблица 5-4

Отношение частот в точках с половинной мощностью (+3 дб) в усилителе, состоящем из  $n$  одинаковых каскадов

Число каскадов	$f_{\Sigma}/f_2$	Число каскадов	$f_{\Sigma}/f_2$
1	1,00	5	0,39
2	0,64	6	0,35
3	0,51	7	0,32
4	0,44	8	0,30

При определении числа каскадов, усиления на каскад и частоты  $f_2$  каждого каскада, соответствующей половинной мощности, обеспечивающей заданную полосу и общее усиление многокаскадного усилителя, возможно несколько вариантов решения поставленной задачи.

**Пример.** Рассчитать многокаскадный усилитель с общим усилением на средних частотах 6000 (75 дб), у которого на частоте 100 000 гц усиление падает всего на 5% по сравнению с усилением на средних частотах.

Предположим, что для удовлетворения поставленным требованиям будет достаточно двух каскадов усиления на пентодах. Тогда усиление по напряжению каждого каскада должно быть равно  $6000 = (78)^2$  или  $\frac{75}{2}$  дб = 37,5 дб.

Пользуясь формулой (5-35), можно вычислить частоты  $f_2$ , зная, что общее усиление при 100 000 гц должно равняться 0,95 от заданного для средних частот.

Следовательно,

$$\left| \frac{A'_{в\cdot ч}}{A'_{с\cdot ч}} \right| = 0,95 = \left[ \frac{1}{1 + (f/f_2)^2} \right]^{2/2},$$

откуда

$$f/f_2 = 0,223.$$

Поскольку  $f = 100\,000$ , то для частоты, соответствующей половинной мощности одного каскада, имеем  $f_2 = 450\,000$  гц. Тип лампы может быть выбран произвольно, поэтому возьмем обычный усилительный пентод 6AU6. Согласно табл. 5-3 сумма его междуэлектродных емкостей  $C_{ск} + C_{вк} = 10,5$  пф; добавив сюда 10 пф на распределенные емкости схемы, получаем  $C_c = 20,5$  пф. Из выражения

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi C_c R_a}$$

получаем

$$R_a = \frac{1}{2 \pi \cdot 20,5 \cdot 10^{-12} \cdot 450\,000} = 17,200 \text{ ком}$$

и усиление на один каскад на средних частотах будет  $A_{с.ч} = SR_a = = -5,2 \cdot 10^{-6} \cdot 17,2 = 89$ , или 39,5 дб, и общее усиление двухкаскадной схемы  $A_{с.ч} = 89^2 = 7900 = 78$  дб.

Полученные результаты достаточно близки к заданным. Если же общее усиление должно быть точно равно заданной величине, можно немного уменьшить сопротивление  $R_a$ , причем усиление снизится и одновременно несколько расширится полоса пропускания усилителя.

#### 5-6. Реостатно-емкостные усилители с компенсацией падения усиления на низких частотах

Выше было указано, что в реальных условиях можно расширить низкочастотность полосы усилителя с реостатно-емкостной связью и довести ее до любой желаемой низкой частоты, для чего необходимо соответствующим образом увеличить емкость конденсатора связи  $C$ ; иногда это потребовало бы применения очень дорогого и слишком большого по размерам конденсатора связи.

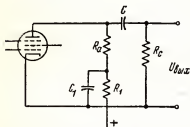


Рис. 5-16. Схема с компенсацией уменьшения усиления на низких частотах.

В схеме, приведенной на рис. 5-16, полное сопротивление анодной нагрузки возрастает с уменьшением частоты, что обусловлено влиянием параллельной цепи  $R_1 C_1$ , включенной в анодную цепь. Это дает увеличение усиления на низких частотах, благодаря чему емкость конденсатора связи  $C$ , необходимая для получения заданного расши-

рения полосы в сторону низких частот, может быть уменьшена. При использовании пентодов, как говорилось выше,  $R_c$  будет велико по сравнению с  $R_a$ , а шунтирующим действием  $C$  и  $R_c$  на величину нагрузки можно пренебречь. Все же на  $C$  и  $R_c$  получается некоторое падение напряжения и фазовый сдвиг.

Возвращаясь к схеме, приведенной на рис. 5-16, отметим, что анодная нагрузка в данной схеме по существу состоит из  $R_c$  и  $C_1$ , соединенных последовательно; с уменьшением частоты полное сопротивление цепи увеличивается. Сопротивление  $R_1$  служит только для обеспечения пути постоянной составляющей анодного тока; оно должно быть велико по сравнению с реактивным сопротивлением  $C$ . На очень низких частотах такое соотношение уже не выдерживается, поэтому сопротивление  $R_c$  будет шунтировать  $C_1$ , а сопротивление цепи  $R_1 C_1$  начнет уменьшаться. Следовательно,  $R_1$  является элементом, ограничивающим эффективность компенсации на очень низких частотах. Пользуясь эквивалентной схемой пентодного усилительного каскада, для схемы, указанной на рис. 5-16, можно написать:

$$A_{н.ч} = S \left( \frac{\omega C_c R_a - j}{C_c} \right) \left( \frac{C R_c}{\omega C R_c - j} \right).$$

Пока  $R_1 \gg 1/\omega C_1$  будет справедливо уравнение

$$A_{н.ч} = -S \left( \frac{\omega C_1 R_a - j}{C_1} \right) \left( \frac{C R_c}{\omega C R_c - j} \right). \quad (5-37)$$

Можно показать, что при удовлетворении указанного выше неравенства и выполнении условия

$$C_1 R_a = C R_c$$

усиление на низких частотах не будет зависеть от частоты. Указанное условие означает, что постоянная времени цепи связи должна быть равна постоянной времени цепи  $C R_a$ .

Фазовый угол выходного сигнала в рассматриваемой схеме определяется из выражения:

$$\varphi = \arctg \frac{\omega (C_1 R_a - C R_c)}{1 + \omega^2 C C_1 R_a R_c}. \quad (5-38)$$

При указанном выше условии ( $C R_a = C R_c$ ) фазовый угол будет равен нулю, что является ценным свойством схемы. Таким образом при равенстве постоянной времени двух указанных выше цепей обеспечивается компенсация влияния емкости конденсатора связи, ухудшающего работу усилителя.

## 5-7. Реостатно-емкостные усилители с компенсацией падения усиления на высоких частотах

Имеется возможность существенно расширить и верхний — высокочастотный предел полосы усилителя с реостатно-емкостной связью. Для этой цели было предложено много различных схем анодной нагрузки, из которых в настоящем разделе рассмотрены две простейшие схемы.

Одной из них является схема с параллельной компенсацией (рис. 5-17, а). Данная схема обеспечивает подъем частотной

характеристики усилителя с реостатно-емкостной связью на предельно высоких частотах. В цепи анодной нагрузки схемы параллельно  $C_c$  включен дроссель, противодействующий шунтирующему влиянию  $C_c$ , которое вызывает падение полного сопротивления нагрузки на высоких частотах. В пентодных усилительных схемах, рассматриваемых в настоящей главе,  $R_c$  будет очень велико по сравнению с шунтирующей

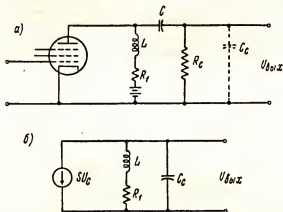


Рис. 5-17. Схема усилительного блока с параллельной компенсацией уменьшения усиления на высоких частотах (а). Эквивалентная схема блока а (б).

анодную цепь емкостью  $C_c$ , и эквивалентная схема усилительного каскада будет иметь вид, показанный на рис. 5-17, б. Пользуясь данной схемой, можно составить следующее выражение для усиления каскада:

$$A_{н.ч} = -S \frac{(R_1 + j\omega L)(-j/\omega C_c)}{R_1 + j\omega L - j/\omega C_c} = -SR_1 \frac{\omega L/R_1 - j}{\omega C_c R_1 + j(\omega^2 L C_c - 1)} \quad (5-39)$$

По абсолютной величине усиление каскада на высокой частоте

$$|A_{н.ч}| = -SR_1 \sqrt{\frac{1 + \omega^2 L^2/R_1^2}{1 + \omega^2 (C_c^2 R_1^2 - 2LC_c) + \omega^4 L^2 C_c^2}}$$

Напомним, что в некомпенсированном усилителе, когда  $L = 0$ , верхняя частота, соответствующая половинной мощности, согласно формуле (5-14) равняется:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_c R_1}$$

Вводя величину  $f_2$  в вышеуказанное уравнение для  $A_{н.ч}$ , получаем

$$|A_{н.ч}| = -SR_1 \sqrt{\frac{1 + (L^2/C_c^2 R_1^4)(f/f_2)^2}{1 + (1 - 2L/C_c R_1^2)(f/f_2)^2 + (L^2/C_c^2 R_1^4)(f/f_2)^4}} \quad (5-40)$$

Если бы числитель и знаменатель в этом выражении являлись идентичными функциями частоты, то изменение усиления  $A_{н.ч}$  с изменением частоты не имело бы места. В данном случае, как видно из уравнения (5-40), этого можно достигнуть, если пренебречь членом, содержащим  $(f/f_2)^4$ , и приравнять коэффициенты у членов второго порядка, содержащих  $(f/f_2)^2$ .

Приравнивая эти коэффициенты, можно найти наивыгоднейшее соотношение между  $L$ ,  $C_c$  и  $R_1$ .

Полагая, что

$$\frac{L^2}{C_c^2 R_1^4} = 1 - \frac{2L}{C_c R_1^2}, \quad (5-41)$$

получим

$$\frac{L}{C_c R_1^2} = -1 + \sqrt{2}.$$

Поскольку в левой части выражения (5-41) все величины положительны, следует в правой части оставить только положительное значение корня.

Вводя новый параметр  $a$ , равный

$$a = \frac{L}{C_c R_1^2} = 0,414, \quad (5-42)$$

получим условие, при выполнении которого горизонтальный участок частотной характеристики будет иметь наибольшую протяженность. Так как  $C_c$  фиксировано выбором типа лампы, а  $R_1$  определено требуемым усилением на средних частотах, индуктивность  $L$  дросселя однозначно определяется из соотношения

$$L = 0,414 C_c R_1^2. \quad (5-43)$$

На рис. 5-18 приведено семейство кривых зависимости относительного усиления от отношения частот для различных значений параметра.

При  $a = 0,414$  получается кривая, не имеющая подъема при переходе из области средних частот в высокочастотную часть полосы, тогда как при  $a = 0,45$ , при незначительном подъеме характеристики, получается заметное расширение полосы. При наличии  $n$  каскадов подъем увеличится в  $n$  раз.

Фазовый угол выходного сигнала можно определить из уравнения (5-39), на основании которого имеем:

$$\varphi = -\arctg \left( \frac{\omega^3 L^2 C_c}{R_1} + \omega C_c R_1 - \frac{\omega L}{R_1} \right), \quad (5-44)$$

или, вводя в это уравнение  $f_2$  и  $a$ , значения которых определяют по (5-14) и (5-42), получаем

$$\varphi = -\arctg \{ f/f_2 [a^2 (f/f_2)^2 - a + 1] \}. \quad (5-45)$$

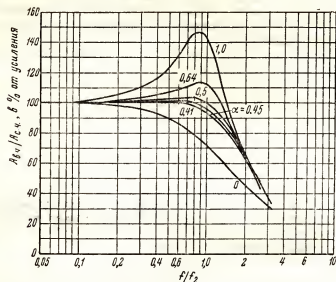


Рис. 5-18. Частотные характеристики усилителя с параллельной в.ч. компенсацией при различных значениях параметра  $\alpha$ .

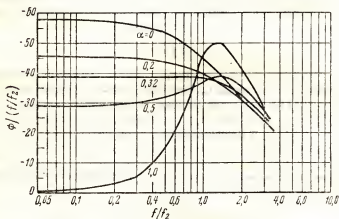


Рис. 5-19. Фазовые характеристики усилителя с параллельной в.ч. компенсацией при различных значениях параметра  $\alpha$ .

Условием получения желаемой фазовой характеристики или временной задержки является постоянство производной  $d\varphi/df$ , т.е. пропорциональность между сдвигом фазы и частотой.

Для исследования уравнения (5-45) по этому показателю следует разделить  $\varphi$  на  $f/f_2$  и вычертить кривые зависимости  $|A_{B\cdot\varphi}/A_{C\cdot\varphi}|$  от отношения частот при различных значениях параметра  $a$ .

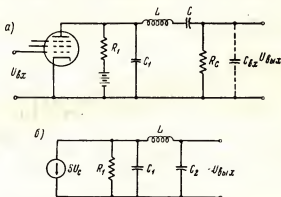


Рис. 5-20. Схема усилительного блока с последовательной в.ч. компенсацией (а). Эквивалентная схема блока а для высоких частот (б).

Семейство подобных кривых приведено на рис. 5-19, из которого следует, что наименьшее изменение отношения  $A_{B\cdot\varphi}/A_{C\cdot\varphi}$  получается при  $a = 0,32$ . Взяв производную уравнения (5-45) и приравняв ее нулю, можно убедиться, что именно величина  $a$  и необходима для получения постоянной временной задержки. Однако при таком значении уменьшается полоса пропускания усилителя в области высоких частот. Поэтому в практических условиях обычно используют компромиссное значение данного параметра:  $a \sim 0,37$ .

Включая дроссель  $L$  последовательно с емкостью связи  $C$  и с входной емкостью следующего усилительного каскада  $C_{вх}$ , получаем схему, приведенную на рис. 5-20, а, которая называется схемой с последовательной компенсацией. Пользуясь эквивалентной схемой этого блока для высоких частот (рис. 5-20, б), в которой  $C_2$  представляет входную емкость следующего каскада  $C_{вх}$ , можно составить следующее выражение для усиления:

$$A_{B\cdot\varphi} = -S \frac{[-jR_1/(\omega C_1 R_1 - j)](j\omega L - j/\omega C_2)}{[-jR_1/(\omega C_1 R_1 - j)] + j(\omega L - 1/\omega C_2)} \left( \frac{-1}{\omega^2 L C_2 - 1} \right).$$

После преобразования, получаем:

$$A_{B\cdot\varphi} = -SR_1 \frac{j}{\omega^3 L C_1 C_2 R_1 - \omega R_1 (C_1 + C_2) - j(\omega^2 L C_2 - 1)}. \quad (5-46)$$

Вводим в уравнение (5-46) частоту  $f_2$ , равную

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_1 (C_1 + C_2)}$$

и являющуюся граничной частотой каскада без компенсации (т.е. при отсутствии дросселя, когда  $L = 0$ ).

Это же значение  $f_2$  было использовано и в схеме с параллельной компенсацией.

После подстановки получаем для абсолютного значения усиления  $A_{в.ч}$  следующее выражение:

$$A_{в.ч} = -SR_1 \left\{ 1 + \left[ 1 - \frac{2LC_2}{R_1^2 (C_1 + C_2)^2} \right] \left( \frac{f}{f_2} \right)^2 + \left[ \frac{L^2 C_2^2}{R_1^4 (C_1 + C_2)^4} - \frac{2LC_1 C_2}{R_1^2 (C_1 + C_2)^2} \right] \left( \frac{f}{f_2} \right)^4 + \left[ \frac{L^2 C_1^2 C_2^2}{R_1^4 (C_1 + C_2)^6} \right] \left( \frac{f}{f_2} \right)^6 \right\}^{1/2}. \quad (5-47)$$

Условия получения наибольшей протяженности горизонтального участка частотной характеристики можно определить, приравнявая нулю коэффициенты при 2-й и 4-й степени отношения  $f/f_2$ :

$$1 - \frac{2LC_2}{R_1^2 (C_1 + C_2)^2} = 0; \quad (5-48)$$

$$\frac{L^2 C_2^2}{R_1^4 (C_1 + C_2)^4} - \frac{2LC_1 C_2}{R_1^2 (C_1 + C_2)^2} = 0. \quad (5-49)$$

Член, содержащий  $(f/f_2)^6$ , остается и сохраняет свое влияние на высокочастотную часть полосы пропускания каскада. Приведенные выше уравнения, после упрощения, можно представить в виде:

$$2LC_2 = R_1^2 (C_1 + C_2)^2;$$

$$LC_2 = 2C_1 R_1^2 (C_1 + C_2).$$

При совместном решении последних выражений получаем, что для достижения максимальной протяженности горизонтального участка частотной характеристики должно выполняться равенство:

$$m = \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (5-50)$$

Это имеет место в том случае, когда  $C_1/C_2 = 0,33$ , что является условием получения максимальной длины горизонтального участка частотной характеристики. Можно ввести также иной расчетный параметр  $q$ .

$$q = \frac{\omega_2 L}{R_1} = 2 \frac{C_2}{C_1}. \quad (5-51)$$

При  $C_1/C_2 = 0,333$   $q$  равняется 0,667.

Индуктивность  $L$  последовательно включенного дросселя вычисляется по формуле

$$L = q R_1^2 (C_2 + C_1). \quad (5-52)$$



Зависимость фазового угла от отношения  $f/f_2$  выражается следующим образом:

$$\varphi = -\arctg\left(\frac{f}{f_2}\right) \left[ \frac{(f/f_2)^2 LC_1 C_2 / (C_1 + C_2) - R_1^2 (C_1 + C_2)^2}{R_1^2 (C_1 + C_2)^2 - (f/f_2)^2 LC_1} \right]. \quad (5-53)$$

Если взять производную  $d\varphi/df$  и приравнять коэффициенты при членах, содержащих  $f/f_2$  в равных степенях, можно убедиться,

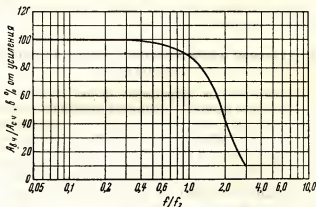


Рис. 5-21. Частотная характеристика схемы с последовательной в.ч. компенсацией при  $m = 0,20$ ,  $q = 0,56$ .

что относительно постоянную временную задержку получим при следующих значениях параметров:  $m = 0,17$  и  $q = 0,48$ .

Емкости  $C_1$  и  $C_2$  следует всемерно уменьшить; в идеале они должны состоять только из междуэлектродных емкостей лампы  $C_{\text{эк}}$  и  $C_{\text{ск}}$ , причем величина последних определяется конструкцией лампы.

Отношение между емкостями  $C_{\text{эк}}$  и  $C_{\text{ск}}$ , а следовательно и между емкостями  $C_1$  и  $C_2$ , обычно не равняется  $1/3$ . Вследствие этого, в данной схеме не всегда можно получить оптимальные соотношения. Можно, конечно, присоединить параллельно междуэлектродным емкостям  $C_{\text{эк}}$  и  $C_{\text{ск}}$  внешние дополнительные конденсаторы, подобранные таким образом, чтобы соотношение  $C_{\text{эк}}/C_{\text{ск}} = 1/3$  выполнялось. Однако при этом уменьшится частота  $f_2$ , в результате чего уменьшится также ширина полосы пропускания усилителя.

На рис. 5-21 приведена кривая, характеризующая качество усиления с последовательной компенсацией при компромиссных значениях параметров  $m$  и  $q$ , равных  $m = 0,20$  и  $q = 0,56$ , что соответствует отношению емкостей  $C_1/C_2$  приблизительно равному  $1:4$ . Здесь частотная характеристика схемы с параллельной компенсацией будет почти идентична частотной характеристикой схемы с последовательной компенсацией. Обе схемы в отношении ширины полосы и фазовых соотношений имеют существенные преимущества по сравнению с обычной некомпенсированной схемой усилителя с реостатно-емкостной связью.

Практически применяются и более сложные схемы с частотной компенсацией, содержащей дополнительные элементы. С увеличением числа корректирующих элементов появляются возможности удовлетворять дополнительным граничным условиям или конструктивным требованиям. Более сложные схемы могут обеспечивать получение лучших частотных и фазовых характеристик, чем две простейшие схемы с компенсацией, рассмотренные выше. При этом методы исследования различных более сложных схем с частотной компенсацией будут аналогичны изложенным выше.

### 5-8. Импульсные характеристики реостатно-емкостного усилителя

Во многих электронных устройствах форма сигналов отлична от синусоиды. Для исследования усилителей подобных сигналов могут быть использованы методы установившихся синусоидальных колебаний, на основании которых во всем рабочем диапазоне частот усилителя определяют частотные и фазовые характеристики схемы для основных частот и более высокого порядка. Затем производится расчет цепей и выбор элементов схемы, обеспечивающих отсутствие искажений подлежащих усилению несинусоидальных сигналов. Однако этот метод требует затраты значительного труда и времени. Поэтому в реальных условиях используются специальные импульсные методы, основанные на изучении реакции схемы при прохождении через нее одиночного импульса напряжения или тока, либо периодической серии подобных импульсов.

Анализ прохождения через схему импульсов прямоугольной формы позволяет непосредственно определить те качественные и количественные ограничения, которые необходимо учитывать для обеспечения неискаженного усиления импульсных сигналов.

Пусть на вход лампы, работающей в схеме рис. 5-22, б, подан импульс, имеющий вид рис. 5-22, а; его амплитуда равна  $U_{\text{имп}}$ , а продолжительность  $\delta = t_2 - t_1$ .

Определение формы и величины сигнала на выходе проведем в два этапа: сначала определим процесс нарастания напряжения в момент подачи импульса, т.е. характер переднего фронта выходного импульса, а затем найдем форму выходного сигнала при прохождении плоской вершины импульса по окончании ее в период спада напряжений импульса до нулевого значения. Последняя часть импульса называется обычно задним фронтом.

Теория показывает, что время нарастания импульса, т.е. время, в течение которого выходное напряжение достигает 90% конечного значения, зависит от высокочастотных характеристик схемы, тогда как остальная часть импульсного выходного сигнала определяется низкочастотными характеристиками схемы.

Для изучения процесса нарастания импульса, т.е. характера его переднего фронта, может быть использована высокочастотная эквивалентная схема (рис. 5-22, в), в которой элементом, определяющим вы-

сокочастотные характеристики схемы, является емкость  $C_c$ . Для пентодов эта емкость  $C_c = C_{\text{вк}} + C_{\text{ск}}$ , где  $C_{\text{вк}}$  относится к первой лампе, а  $C_{\text{ск}}$  — к последующей. Время нарастания обычно не зависит от значения емкости конденсатора связи  $C$ , особенно, когда  $R_c \gg R_a$ .

Обозначив снова через  $R_y$  эквивалентное сопротивление параллельной цепи, состоящей из  $R_i$ ,  $R_a$  и  $R_c$ , как было сделано при выводе

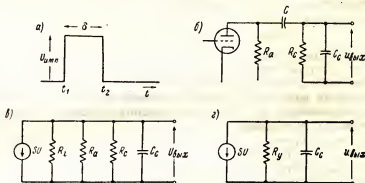


Рис. 5-22. Входной импульс (а). Схема усилителя с реостатно-емкостной связью (б). Эквивалентные н.ч. и в.ч. схемы блока б (в и г).

уравнения (5-14), можно произвести дальнейшее упрощение и свести эквивалентную схему к виду, показанному на рис. 5-22, г.

Составив уравнение для суммы токов, протекающих в схеме 5-22, г, и используя отрицательные методы анализа, получим для приложенного к сетке прямоугольного импульса, показанного на рис. 5-22, а:

$$\left(\frac{1}{R_y} + pC_c\right) u_{\text{вых}} = 0 \text{ при } t < t_1$$

и

$$\left(\frac{1}{R_y} + pC_c\right) u_{\text{вых}} = SU_{\text{имп}} \text{ при } t > t_1. \quad (5-54)$$

Здесь выражение  $p = d/dt$ , называемое оператором, заменяет соответствующую математическую операцию.

Так как  $u_{\text{вых}} = q_c/C_c$ , где  $q_c$  — мгновенное значение заряда на конденсаторе  $C$ , имеем:

$$p q_c = -SU_{\text{имп}} - \frac{q_c}{R_y C_c}; \quad (5-55)$$

после разделения переменных получаем

$$-SU_{\text{имп}} - \frac{q_c}{R_y C_c} = e^{-(t-t_1+K_1)/R_y C_c}, \quad (5-56)$$

где  $t_1$  — момент начала импульса;

$K_1$  — постоянная интегрирования.

Если конденсатор  $C_c$  до начала импульса не заряжен, т. е. если при  $t < t_1$   $q_c = 0$ , будет справедливо равенство:

$$-SU_{\text{имп}} = -e^{-K_1/R_y C_c}.$$

Следовательно,

$$q_c = -SU_{\text{имп}} R_y C_c (1 - e^{-(t-t_1)/R_y C_c}).$$

Поскольку  $u_{\text{вых}} = q_c/C_c$ , напряжения на выходе за время нарастания импульса

$$u_{\text{вых}} = SU_{\text{имп}} R_y (1 - e^{-(t-t_1)/R_y C_c}). \quad (5-57)$$

Следовательно, время нарастания зависит от постоянной времени цепи  $R_y C_c$ , а усиление каскада определяется в основном величиной  $C_c$ . Так как минимальная возможная величина  $C_c$  ограничена междуэлектродными емкостями лампы, уменьшить время нарастания можно только уменьшением  $R_y$ , т. е. за счет падения усиления. Это подтверждают выводы, полученные в разделе 5-5.

Постоянная времени цепи  $R_y C_c$  при использовании пентода 6AK5, имеющего  $C_{\text{эк}} + C_{\text{ан}} = 6,8 \text{ нф}$ , отсутствии дополнительной емкости схемы  $C_{\text{монтируемая}}$ , нагрузочном сопротивлении, равном  $10 \text{ Ком}$ , и достаточно больших значениях  $R_l$  и  $R_c$  будет равна:

$$R_y C_c = 10\,000 \cdot 6,8 \cdot 10^{-12} = 0,068 \text{ мксек.}$$

Нарастание выходного импульса происходит по экспоненциальному закону, соответствующему функции  $(1 - e^{-t/R_y C_c})$ . Такая кривая достигает 90% от своего конечного значения за 2,2 постоянных времени и 98% — за 4 постоянных времени.

Учитывая неизбежные емкости монтажа реальной схемы, получим, что типовое значение времени нарастания для усилителей на пентодах 6AK5 составит 0,150 мксек; 98% конечной величины импульса будет достигнуто за 0,27 мксек и усиление каскада будет равно

$$CR_n = -5,1 \cdot 10^{-8} \cdot 10 = -51.$$

Таким образом, постоянная времени  $R_y C_c$  является фактором, определяющим  $f_2$ , т. е. высокочастотную граничную частоту полосы пропускания усилителя синусоидальных колебаний.

Поскольку эта же постоянная времени определяет и время нарастания импульса, то применение компенсационных схем, обеспечивающих повышение  $f_2$ , будет одновременно сокращать и время нарастания. Наличие индуктивности превращает компенсационную схему в схему второго порядка, в которой могут возникнуть выбросы частотно-фазовой характеристики или самовозбуждение схемы. При значениях  $a$ ,  $m$  и  $q$ , рекомендуемых в разделе 5-7, значительные выбросы обычно не возникают и можно получить существенное уменьшение времени нарастания.

При рациональном выборе элементов усилителя и его продуманной конструкции, обеспечивающей малые емкости монтажа, время нарастания будет мало по сравнению с длительностью импульса. Можно полагать, что за это время напряжение импульса достигнет амплитудного значения.

Окончание периода нарастания служит исходным моментом для исследования выходного напряжения во время прохождения плоской вершины импульса и его заднего фронта. Если по истечении времени нарастания напряжение импульса будет существенно отличаться от амплитудного значения, при дальнейшем рассмотрении берется напряжение, фактически достигнутое к моменту окончания времени нарастания, равному  $2,2$  постоянной времени цепи  $R_p C_c$ .

Для исследования характеристик, определяющих прохождение плоской вершины импульса и его заднего фронта, используется низкочастотная эквивалентная схема усилительного каскада (рис. 5-23). Обозначив через  $R_x$  сопротивление цепи, состоящей из  $R_i$  и  $R_a$ , как было в эквивалентной схеме, показанной на рис. 5-5, можно преобразовать часть схемы левее линии  $a-a$  при помощи теоремы Тевенина, заменив генератор тока генератором напряжения  $SU_{\text{имп}} R_x$ , действующим во время прохождения плоской вершины импульса.

Написав уравнение для напряжений, имеющих в схеме рис. 5-23, получаем

$$\frac{q_c}{C} + (R_c + R_x) i - S R_x U_{\text{имп}} = 0. \quad (5-58)$$

Введя обозначение  $p = d/dt$ , получим

$$p q_c = \frac{S R_x U_{\text{имп}}}{R_c + R_x} - \frac{q_c}{C (R_c + R_x)}. \quad (5-59)$$

Это уравнение идентично по форме уравнению (5-55) и по аналогии с уравнением (5-56) его решение можно написать в виде:

$$\frac{S U_{\text{имп}} R_x}{R_c + R_x} - \frac{q_c}{C (R_c + R_x)} = e^{-(t-t_1+K_2)/C (R_c + R_x)}.$$

Согласно предположению, что при  $t \leq t_1$   $q_c = 0$ , имеем

$$q_c = S R_x U_{\text{имп}} C (1 - e^{-(t-t_1)/C (R_c + R_x)}). \quad (5-60)$$

Так как  $i = p q$  и  $u_{\text{вых}} = -i R_c$ , выходное напряжение за время существования импульсного напряжения  $U_{\text{имп}}$  будет равно.

$$u_{\text{вых}} = -i R_c = -\frac{S U_{\text{имп}} R_x R_c}{R_x + R_c} e^{-(t-t_1)/C (R_x + R_c)}. \quad (5-61)$$

При  $t = t_2$  вышеприведенное уравнение дает значение выходного напряжения в момент окончания плоской вершины импульса.

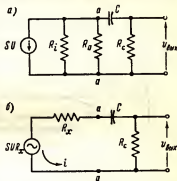


Рис. 5-23. Преобразование эквивалентной схемы с генератором тока (а) в схему с генератором напряжения (б) на основании теоремы Тевеника.

Из рассмотрения показателя степени  $C$  в уравнении (5-61) следует, что если постоянная времени  $C (R_x + R_c) \gg \delta$ , выходное напряжение будет примерно постоянным в течение всей длительности импульса и сигнал на выходе будет иметь плоскую вершину. Если же указанное неравенство не выполняется, выходной импульс будет иметь наклонную вершину.

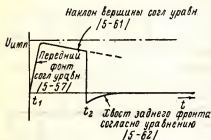


Рис. 5-24. Форма импульса на выходе усилителя.

В момент  $t = t_2$  входное импульсное напряжение  $U_{\text{имп}}$  падает до нуля и уравнение (5-58), определяющее напряжения в схеме, приобретает вид:

$$\frac{q(t_2)}{C} + (R_c + R_x)i = 0,$$

где  $q(t_2)$  — заряд на конденсаторе  $C$  в момент  $t_2$ .

Определив  $q(t_2)$  из уравнения (5-60), получаем следующее выражение для  $i$  при  $t > t_2$ :

$$i = -\frac{S U_{\text{имп}} R_x}{R_x + R_c} (1 - e^{-(t_2 - t_1)/C(R_x + R_c)} e^{-(t - t_2)/C(R_x + R_c)}),$$

и напряжение на выходе  $u_{\text{вых}}$  после окончания импульса (т.е. прекращения импульсного напряжения  $U_{\text{имп}}$ ) равняется

$$u_{\text{вых}} = -i R_c = \frac{S U_{\text{имп}} R_x R_c}{R_x + R_c} (1 - e^{-(t_2 - t_1)/C(R_x + R_c)} e^{-(t - t_2)/C(R_x + R_c)}). \quad (5-62)$$

Уравнения (5-57), (5-61) и (5-62) служат выражениями для трех частей импульсного сигнала на выходе усилителя с реостатно-емкостной связью, возбуждаемого импульсом прямоугольной формы.

Эти три части изображены совместно на рис. 5-24. Формы выходных сигналов при различной величине отношения постоянной времени к длительности импульса ( $\delta$ ) показаны на рис. 5-25. В соответствии с принятым выше допущением время нарастания импульса считается пренебрежимо малым по сравнению с длительностью импульса, вследствие чего время нарастания и не отмечено на эскизах импульсов (рис. 5-25).

В идеальном случае схема должна усиливать импульс без каких бы то ни было искажений. По окончании импульса, т.е. при  $t \gg t_2$ , сигнал на выходе должен равняться нулю и выходной импульс, как и входной, должен иметь плоскую вершину. Если постоянная времени  $C (R_x + R_c)$  значительно больше длительности импульса, вершина выходного импульса в реальных усилителях будет очень мало наклонена. При выполнении этого же условия выражение в скобках в уравнении (5-62) будет иметь значение, близкое к нулю, и сигнал на выходе при  $t > t_2$  будет почти равен нулю, что и требуется для неискаженного усиления импульсного сигнала.

Время нарастания выходного напряжения определяется постоянной времени цепи  $R_y C_c$ , поэтому для получения малого времени нарастания эта постоянная времени должна быть мала по сравнению с  $\delta$ .

Наклон вершины импульса зависит от постоянной времени цепи  $C(R_x + R_c)$ , причем для хорошего воспроизведения формы вход-

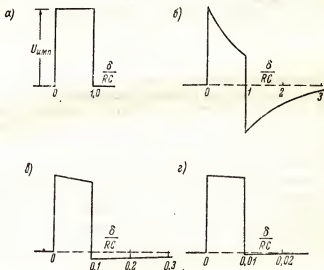


Рис. 5-25. Импульс на входе (а). Импульс на выходе при  $C(R_g + R_y)/\delta = 1,0$  (б). Импульс на выходе при  $C(R_g + R_y)/\delta = 10$  (в). Импульс на выходе при  $C(R_g + R_y)/\delta = 100$  (г).

ного импульса постоянная времени должна в 10—50 раз превышать длительность импульса  $\delta$ . Увеличение постоянной времени лимитируется стоимостью конденсатора  $C$ , а максимально допустимая величина сопротивления  $R_c$  ограничивается условиями прохождения постоянной составляющей тока сетки и обычно не может превосходить 1—2 мегом.

Таким образом, для обеспечения малых искажений импульса напряжения необходимо соблюдение следующих условий:

- 1) шунтирующая емкость  $C_c$  и сопротивление нагрузки  $R_a$  должны быть малы для обеспечения малого времени нарастания сигнала;
- 2) постоянная времени цепи  $C(R_x + R_c)$  должна быть велика по сравнению с длительностью импульса  $\delta$ ;
- 3) используемая в усилителе лампа должна обладать большой крутизной  $S$ , что необходимо для получения большого усиления при малом сопротивлении анодной нагрузки  $R_a$ .

### 5-9. Соотношения между характеристиками усилителя при синусоидальных и импульсных сигналах

Нетрудно установить связь между характеристиками усилителя при синусоидальных и импульсных сигналах. Зная характеристику усилителя для одной формы сигнала, можно найти эти же характеристики для сигналов иной формы.

Согласно уравнению (5-9), частота  $f_1$  для усилителя с реостатно-емкостной связью определялась следующим образом:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C(R_x + R_c)}.$$

При рассмотрении уравнения (5-61) было показано, что наклон вершины выходного импульса зависит от постоянной времени  $C(R_x + R_c)$ . Если  $C(R_x + R_c) \gg \delta$ , то вершина выходного импульса будет почти горизонтальна, причем при большой величине рассматриваемой постоянной времени частота  $f_1$ , определяющая характер низкочастотной части полосы пропускания усилителя, будет незначительна.

Таким образом, уменьшение частоты  $f_1$ , рассчитанной для режима усиления синусоидальных сигналов, приводит к уменьшению наклона вершины выходного импульса в импульсных режимах усиления.

Из уравнения (5-61) вытекает, что наклон вершины выходного импульса определяется показателем степени первого экспоненциального множителя, входящего в это уравнение. При полной длительности импульса  $t_2 - t_1 = \delta$  рассматриваемый множитель можно представить в виде ряда:

$$e^{-\delta/C(R_x + R_c)} = 1 - \frac{\delta}{C(R_x + R_c)} + \frac{1}{2} \left[ \frac{\delta}{C(R_x + R_c)} \right]^2.$$

При  $\delta/C(R_x + R_c) \leq 0,15$  рассматриваемый экспоненциальный множитель при достаточно малой погрешности можно заменить двумя первыми членами ряда. Тогда уравнение (5-61) приобретает вид:

$$u_{\text{вых}} \approx - \frac{SU_{\text{имп}} R_x R_c}{R_x + R_c} + \frac{SU_{\text{имп}} R_x R_c}{R_x + R_c} \left[ \frac{\delta}{C(R_x + R_c)} \right].$$

Первый член правой части представляет уравнение идеального выходного импульса, имеющего горизонтальную вершину, что соответствует  $\delta \ll C(R_x + R_c)$ .

Второе слагаемое правой части определяет характер спада напряжения в вершине реального выходного импульса.

Если уменьшение напряжения в вершине выходного импульса к моменту окончания последнего (т.е. спада по вершине) выразить в процентах от максимального значения напряжения, получим

$$\text{Спад} \approx \frac{[SU_{\text{имп}} R_x R_c / (R_x + R_c)] [\delta / C(R_x + R_c)] \times 100\%}{SU_{\text{имп}} R_x R_c / (R_x + R_c)} = \frac{\delta \times 100\%}{C(R_x + R_c)}, \quad (5-63)$$



или, принимая во внимание определение  $f_1$ , данное выше, спад (в процентах)

$$2 \pi \delta f_1 100\%. \quad (5-64)$$

Следовательно, спад, или наклон, вершины импульса связан со значением частоты  $f_1$ , определенной из характеристики усилителя, работающего в установившемся режиме при синусоидальном входном сигнале.

Согласно уравнению (5-14), частота  $f_2$ , определяемая по характеристике усилителя с реостатно-емкостной связью, равняется

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_c R_y}.$$

При анализе уравнения (5-57) было показано, что именно этот параметр и определяет постоянную времени нарастания выходного импульса в режиме импульсного усиления.

Поскольку экспоненциальный член уравнения (5-7) нарастает до 90% своего конечного значения за 2,2 постоянных времени, то это время, называемое стандартным временем нарастания,

$$\tau_R = 2,2 C_c R_c = \frac{2,2}{2\pi f_2} = \frac{0,35}{f_2}, \quad (5-65)$$

что и определяет связь между временем нарастания выходного импульса и частотой характеристикой усиления синусоидальных сигналов.

Из (5-6) следует

$$\tau_R f_2 = 0,35. \quad (5-66)$$

Таким образом, произведение частоты  $f_2$  (которую в большинстве случаев можно считать равной полосе пропускаемых частот) на стандартное время нарастания является величиной постоянной.

Следовательно, чем выше частота  $f_2$ , тем меньше время нарастания.

Можно показать, что в многокаскадном усилителе с реостатно-емкостной связью общее время нарастания определяется выражением:

$$\tau_R = \sqrt{\tau_a^2 + \tau_b^2 + \tau_c^2 + \dots},$$

где  $\tau_a$ ,  $\tau_b$ ,  $\tau_c \dots$  — время нарастания в отдельных каскадах усиления.

При наличии  $n$  одинаковых каскадов

$$\tau_R = \tau_a \sqrt{n}.$$

## 5-10. Прохождение через усилитель сигналов типа прямоугольной волны

В разделе 5-9 было показано, что реакция импульсного усилителя на прохождение переднего фронта импульса определяется параметрами высокочастотной части характеристики, построенной для режима усиления синусоидальных колебаний, а условия прохождения плоской вершины импульса и его заднего фронта зависят от параметров низко-

частотной части характеристики усилителя. Результаты анализа условий прохождения одиночного прямоугольного импульса через усилительный каскад могут быть использованы при исследовании усиления несинусоидальных сигналов иной формы (периодических и непериодических).

Одним из наиболее распространенных видов несинусоидальных входных сигналов является прямоугольная волна, при которой входное напряжение имеет вид, показанный на рис. 5—26, а.

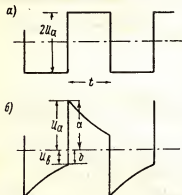


Рис. 5-26. Прямоугольная входная волна (а). Форма волны на выходе резонантно-емкостного усилителя (б).

Как следует из рисунка, прямоугольная волна, называемая также меандром, является периодическим двусторонним сигналом, состоящим из чередующихся положительных и отрицательных прямоугольных импульсов равной длительности и амплитуды. При этом положительные импульсы непосредственно переходят в отрицательные и, наоборот, так что задний фронт предыдущего импульса составляет одну вертикальную прямую с передним фронтом последующего импульса. Из сказанного вытекает, что длительность положительных импульсов будет равна половине периода прямоугольной волны.

В прямоугольной волне содержатся в чистом виде все три элемента одиночных прямоугольных импульсов, а именно: передний фронт, плоская горизонтальная вершина и задний фронт. Анализ прохождения прямоугольной волны через усилительную схему очень близок к методике, рассмотренной в предыдущем разделе.

Сигналы типа прямоугольной волны могут быть использованы для быстрой визуальной оценки низкочастотных и высокочастотных свойств усилительной схемы. Для этого достаточно рассмотреть осциллограммы выходного сигнала и характер их искажений при подаче на вход усилителя прямоугольной волны напряжения соответствующей частоты.

Для исследования низкочастотных характеристик на вход усилителя подается прямоугольная волна с частотой несколько выше  $f_1$ , в результате чего на выходе появляется напряжение примерно такого вида, как показано на рис. 5-26, б. Скачок напряжения, соответствующий вертикали, образованной из заднего фронта предыдущего импульса и переднего фронта последующего состоит из двух частей: отрезка  $a$ , расположенного выше нулевой оси, и отрезка  $b$ , лежащего ниже этой оси, причем

$$U_a + U_b = U_{\text{вых}},$$

где  $U_{\text{вых}}$  — полный размах выходного импульсного напряжения в усилителе с резонантно-емкостной связью.

Так как отрезок  $a$  определяет максимальное значение выходного напряжения, а отрезок  $b$  — его минимальную величину между напряжениями, соответствующими отрезкам  $a$  и  $b$ , имеют место следующие соотношения, справедливые для абсолютных значений  $U_a$  и  $U_{\text{вых}}$ :

$$U_b = U_a e^{-\delta/C(R_x + R_c)} = U_a e^{-1/C(R_x + R_c)2f}.$$

Используемые здесь обозначения показаны на рис. 5-5, а  $\delta$  равна полупериоду прямоугольной волны и  $f$  — ее частоте.

Следовательно,

$$U_a = \frac{U_{\text{вых}}}{1 + e^{-1/C(R_x + R_c)2f}}. \quad (5-67)$$

На рис. 5-27 показаны осциллограммы напряжения на выходе усилителя с реостатно-емкостной связью при подаче на вход сигналов в виде прямоугольной волны с частотой 500 гц. Кривые даны для отношений постоянной времени прямоугольной волны к полупериоду  $RC/\delta = 0,5$ ; 2 и 25.

Из рассмотрения кривых следует, что для достаточно точного воспроизведения формы приходящей прямоугольной волны постоянная времени должна значительно превосходить длительность полупериода волны. Рассматриваемые кривые могут быть использованы в качестве критерия при визуальной сравнительной оценке частотных характеристик различных усилителей.

Высокочастотные характеристики можно оценить по характеру осциллограммы выходной прямоугольной волны, частота которой будет близка к  $f_2$ . На рис. 5-28 показаны подобные осциллограммы, полученные при различных значениях отношения  $\delta$  к постоянной времени  $C, R$ , шунтирующей цепи.

Из рис. 5-28 непосредственно следует, что для сокращения времени нарастания желательно иметь очень малую постоянную времени цепи

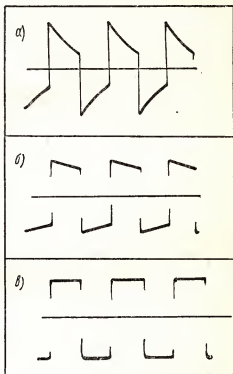


Рис. 5-27. Осциллограммы выходного напряжения  $RC$  усилителя при подаче на его вход низкочастотной прямоугольной волны с длительностью полупериода  $\delta = 1000$  мксек.

Форма выходных импульсов:

$a$  — при  $CR/\delta = 0,5$ ;  $б$  — при  $CR/\delta = 2$ ;  
 $в$  — при  $CR/\delta = 25$ .

$C_0 R_y$ . В схемах с индуктивной компенсацией, а также и в усилителях, в которых по какой-либо из цепей имеются явления резонанса, осциллограммы выходного напряжения, получаемые при подаче на вход усилителя прямоугольной волны на частоте, близкой к  $f_2$ , имеют существенно иной характер.

В зависимости от величины затухания цепи (отношения  $\omega L/R$ ) на плоских вершинах выходного сигнала могут наблюдаться выбросы, или паразитные затухающие коле-

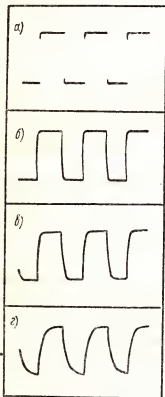


Рис. 5-28. Осциллограммы выходного напряжения усилителя с реостатно-емкостной связью при подаче на его вход «высоко-частотной» прямоугольной волны.

Форма входных сигналов (а).

Форма выходных сигналов:

б — при  $R_y C_g / \delta = 0,01$ ;

в — при  $R_y C_g / \delta = 0,04$ ;

г — при  $R_y C_g / \delta = 0,1$ .

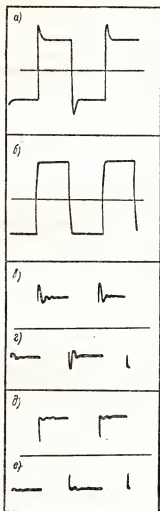


Рис. 5-29. Форма выходных сигналов RC усилителя с в.ч. компенсацией при подаче на его вход прямоугольной волны (а) и (б). Форма сигналов при наличии «паразитных» затухающих колебаний (в) и (г).

бания, так как для подобных схем получаются характеристические уравнения второго порядка.

Выбросы и паразитные затухающие колебания наблюдаются на участках плоской вершины выходного сигнала (рис. 5-29), непосредственно примыкающих к точке перехода переднего фронта импульса в плоскую вершину, так как именно в этой точке цепи усилителя получают электрический толчок, обусловленный резким изменением характера входного сигнала.

Иногда, в целях сокращения времени нарастания, допускается наличие небольшого выброса.

Частоту паразитных затухающих колебаний можно определить сравнением ее с периодом прямоугольной волны. Если эта частота будет известна, облегчается отыскание той цепи или комбинации элементов усилителя, в которой возникают паразитные резонансные явления.

### 5-11. Разложение несинусоидальных функций в ряд Фурье

В предыдущем разделе рассматривались временные показатели импульсного усилителя, определяющие характер изменения участков выходного сигнала во времени. Этот метод полезен для получения непосредственных представлений о форме импульсов, которые будут возникать в различных цепях усилительных схем. Однако ценную информацию относительно характеристик усилителя дает также рассмотрение частотных свойств импульса на основе составляющих его синусоидальных колебаний. Это позволяет установить дополнительные связи между временными и частотными характеристиками усилительных устройств.

Рассматривая серию регулярно повторяющихся импульсов как периодическую функцию, можно представить данную функцию в виде бесконечного частотного ряда, состоящего из постоянного члена и членов, содержащих синусоидальные и косинусоидальные составляющие угловых частот, кратных основной частоте  $k\omega$ . Основная, т.е. наиболее низкая угловая частота  $\omega_1$ , имеющаяся в составе импульса, определяется частотой повторения импульсного сигнала — числом импульсов в секунду. Представление несинусоидальных функций в виде суммы синусоидальных колебаний называется разложением в ряд Фурье.

Аналитическое выражение рядов Фурье имеет вид:

$$f(t) = A_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + a_3 \cos 3\omega t + \dots + \\ + a_k \cos k\omega t + \dots + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + \\ + b_3 \sin 3\omega t + \dots + b_k \sin k\omega t + \dots \quad (5-68)$$

Суммируя по отдельности однородные члены, можно этот ряд представить в виде:

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin k\omega t. \quad (5-69)$$

Коэффициенты отдельных членов ряда можно определить путем несложных тригонометрических преобразований. Для импульсов, пока-

занных на рис. 5-30, продолжительность периода равняется  $t_r = 2\pi/\omega_r$ , где  $\frac{\omega_r}{2\pi} = f_r$  — частота повторения импульсов.

Если уравнение (5-68) умножить на  $dt$  и проинтегрировать полученное выражение в пределах одного периода от  $-\pi/\omega_r$  до  $+\pi/\omega_r$ , все члены правой части ряда, содержащие синусоидальные и косинусоидальные члены, обращаются в нуль, а постоянный член ряда будет

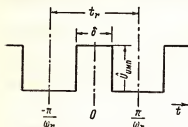


Рис. 5-30. Период импульсной функции, соответствующий частоте основной составляющей разложения функции в ряд Фурье.

$$A_0 = \frac{\omega}{2\pi} \int_{-\pi/\omega}^{+\pi/\omega} f(t) dt. \quad (5-70)$$

Выражение (5-70) определяет среднее значение функции  $f(t)$ . Если уравнение (5-68) умножить на  $\cos k\omega t dt$  и проинтегрировать, как и раньше, в пределах одного периода, т. е. от  $-\pi/\omega_r$  до  $+\pi/\omega_r$ , то согласно правилам тригонометрии все члены правой части обратятся в нуль, за исключением членов с коэффициентами  $a_k$ . Это позво-

ляет определить коэффициенты при членах ряда, содержащих косинусоидальные составляющие:

$$a_k = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\pi/\omega}^{+\pi/\omega} f(t) \cos k\omega t dt. \quad (5-71)$$

Аналогичным образом коэффициенты членов ряда, содержащие синусоидальные составляющие, можно определить пользуясь выражением

$$b_k = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\pi/\omega}^{+\pi/\omega} f(t) \sin k\omega t dt. \quad (5-72)$$

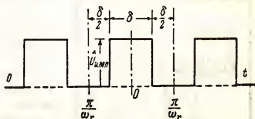
Для четной функции, как известно,  $f(x) = f(-x)$ , а для нечетной  $f(x) = -f(-x)$ . Косинус является четной функцией, а синус нечетной. Если  $f(t)$  нечетная функция, то выражение (5-71), содержащее произведение четной функции на нечетную, будет функцией нечетной. Интеграл нечетной функции, взятый в интервале одинаковых по абсолютной величине пределов (из которых один положителен, а другой отрицателен), равен нулю, так как положительные и отрицательные значения взаимно компенсируются. Поэтому, если  $f(t)$  нечетна, все коэффициенты  $a_k$  будут равны нулю, и, следовательно, ряд Фурье для нечетной функции будет содержать только члены с синусоидальными составляющими.

Рассуждая аналогичным образом, можно установить, что в случае когда  $f(x)$  является четной функцией, обращаются в нуль коэффициенты  $b_k$ . Следовательно, ряд Фурье для четной функции содержит только косинусоидальные члены. Постоянный член, определяющий

среднее значение функции  $f(x)$  за период, может содержаться как в той, так и в другой форме ряда Фурье.

*Пример.* Найти коэффициенты ряда Фурье для функции, имеющей вид последовательности прямоугольных импульсов, показанных на рис. 5-31.

Выбрав начало отсчета времени таким образом, чтобы функция стала четной, получим ряд, состоящий только из косинусоидальных составляющих. Среднее значение (постоянная составляющая) этой функции равно  $A_0 = \frac{U_{\text{имп}}}{2}$ , так как



длительность интервалов между импульсами равна длительности импульсов. Коэффициенты при переменных составляющих ряда определяются из выражения

Рис. 5-31. Периодическая последовательность импульсов прямоугольной формы.

$$a_k = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\pi/2\omega}^{+\pi/2\omega} \cos k\omega t dt,$$

где пределы интегрирования охватывают половину периода.

Выполняя интегрирование, получим

$$a_k = \frac{\omega U_{\text{имп}}}{\pi} \cdot \frac{\sin k\omega t}{k\omega} \int_{-\pi/2\omega_r}^{+\pi/2\omega_r} = \frac{2U_{\text{имп}}}{\pi k} \sin \frac{k\pi}{2}. \quad (5-73)$$

Следовательно, ряд Фурье, выражающий рассматриваемую функцию, будет иметь вид:

$$f(t) = \frac{U_{\text{имп}}}{2} + \frac{2U_{\text{имп}}}{\pi k} \sum_{k=1}^{\infty} \sin \frac{k\pi}{2} \cos k\omega t. \quad (5-74)$$

Начало этого ряда, т. е. несколько его первых членов, могут быть написаны в следующем виде:

$$\begin{aligned} f(t) = & \frac{U_{\text{имп}}}{2} + \frac{2U_{\text{имп}}}{\pi} \cos \omega_2 t - \frac{2U_{\text{имп}}}{3\pi} \cos 3\omega_2 t + \\ & + \frac{2U_{\text{имп}}}{5\pi} \cos 5\omega_2 t - \frac{2U_{\text{имп}}}{7\pi} \cos 7\omega_2 t + \dots \end{aligned} \quad (5-75)$$

Принцип синтеза периодической последовательности прямоугольных импульсов, рассматриваемой в данном примере, основан на

суммировании ее гармонических составляющих (рис. 5-32). Количество суммируемых гармоник (1, 3, 5 и 7-я) здесь недостаточно, и потому форма суммарной кривой существенно отличается от исходной. Для точного воспроизведения формы исходной периодической последовательности прямоугольных импульсов потребовалось бы сложение значительно большего количества ее гармонических составляющих.

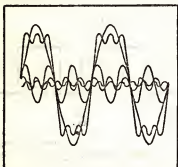


Рис. 5-32. Методика восстановления прямоугольной волны из ее гармонических составляющих (при построении использованы только первая, третья, пятая и седьмая гармоники).

Коэффициенты различных гармонических частот, содержащихся в периодической последовательности прямоугольных импульсов, можно легко рассчитать пользуясь рядом (5-57). Результаты подобных вычислений приведены в табл. 5-5. В составе рассматриваемой функции 55-я гармоника еще имеет амплитуду более 1% основной частоты и оказывает заметное влияние на точность воспроизведения прямоугольной формы волны. Это еще раз свидетельствует о необходимости в суммировании большого числа гармонических частот для достаточно точного воспроизведения подобных функций.

Отрицательный знак перед коэффициентами некоторых гармоник означает, что фазы этих гармоник сдвинуты на  $180^\circ$  по отношению к фазе основной составляющей.

Таблица 5-5

**Относительные значения амплитуд гармоник  
прямоугольной волны  
(напряжение импульса  $U_{\text{имп}} = 1$ )**

Гармоника			
№	амплитуда	№	амплитуда
1 (основная)	0,636	25	0,025
3	—0,212	35	—0,018
5	0,127	45	0,014
7	—0,091	55	—0,011
9	0,070	65	0,0098
11	—0,058	75	—0,0085
13	0,049	85	0,0075
15	—0,042	95	—0,0067



## 5-12. Исследования сигналов типа периодически повторяющихся импульсов прямоугольной формы

Ряд Фурье позволяет представить любой несинусоидальный сигнал в виде суммы синусоидальных гармонических напряжений, амплитуды и фазы которых определяются формой исходного сигнала и его амплитудой. При подаче подобного сложного сигнала на вход усилителя каждая частотная составляющая сигнала проходит через усилительное устройство соответственно частотной характеристике последнего и будет иметь на выходе амплитуду и фазу, определяемые соответствующей точкой фазовой характеристики схемы.

Следовательно, сигналы на выходе также могут быть представлены в виде частотного ряда, содержащего различные частоты с соответствующими амплитудами и фазовыми углами.

Если частотная характеристика усилителя такова, что некоторые наиболее высокие (или наиболее низкие) частоты, входящие в состав входного сигнала, усиливаются слабее других или приобретают дополнительный фазовый сдвиг формы, напряжение на выходе усилителя будет отличаться от формы сигналов на входе. Для правильного воспроизведения формы импульса соотношение между амплитудами и фазами составляющих его частот на входе и выходе усилителя должны быть идентичны. При этом несоответствующее общим закономерностям усиление какой-либо гармоники с большой амплитудой сильнее скажется на искажении формы импульса, чем несоответствующее усиление гармоники малой амплитуды.

Рассмотрим периодическую последовательность импульсов (рис. 5-33). Примем за основу ее анализа четную функцию, что можно сделать путем надлежащего выбора начальной точки временной оси функции. Тогда коэффициенты  $b_k$  в ряде Фурье обратятся в нуль, а уравнение для коэффициентов  $a_k$  будет иметь вид:

$$a_k = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\pi/\omega}^{+\pi/\omega} f(t) \cos k\omega t dt.$$

Так как  $f(t)$  равна нулю на всем интервале, кроме участка, расположенного между  $t = -\delta/2$  и  $t = +\delta/2$ , пределы интегрирования можно изменить и написать:

$$a_k = 2f_r \int_{-\delta/2}^{+\delta/2} U_{\text{имп}} \cos 2\pi f_r k t dt. \quad (5-76)$$

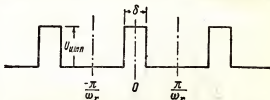


Рис. 5-33. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов.

Выполняя интегрирование и подставляя значения пределов, получаем

$$a_k = 2U_{\text{имп}} f_r \delta \frac{\sin(\pi k f_r \delta)}{\pi k f_r \delta}. \quad (5-77)$$

Это выражение определяет амплитуду  $k$ -й гармоники прямоугольного импульса в зависимости от длительности импульса  $\delta$  и частоты его повторений.

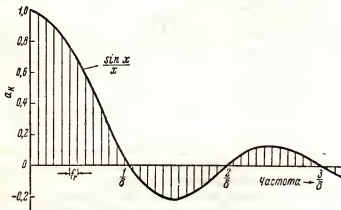


Рис. 5-34. Диаграмма частотного спектра периодической последовательности прямоугольных импульсов.

Относительная величина амплитуд различных гармоник, определяемых из уравнения (5-77), показана на рис. 5-34, причем за единицу здесь принята амплитуда основной составляющей. Длина ординат огибающей, восстановленных из точек частотной оси  $f_r, 2f_r, 3f_r, \dots, kf_r, \dots$ , определяет относительную амплитуду  $a_k$  соответствующей гармоники. Отрицательные ординаты указывают, что соответствующие им гармоники сдвинуты по фазе на  $180^\circ$  относительно основной составляющей.

Из сказанного следует, что приведенная на рис. 5-34 диаграмма характеризует распределение энергии по частотному спектру импульса, причем форма огибающей характеризует здесь относительное значение гармоник различного порядка в формировании импульсов. Точки пересечения огибающей кривой с нулевой осью, т.е. точки нулевой амплитуды, являются функцией только длительности импульса  $\delta$ , так как в данных точках

$$\sin \pi k f_r \delta = 0,$$

откуда

$$\pi k f_r \delta = n\pi \quad \text{при } n = 1, 2, 3, \dots$$

Следовательно, частота гармоник с нулевой амплитудой

$$kf_r = \frac{n}{\delta}. \quad (5-78)$$

Таким образом, частота  $kf$ , при которой усилитель может вообще не усиливать, поскольку амплитуды переменных составляющих здесь равны нулю, является только функцией длительности импульса и не зависит от частоты его повторения.

Число гармоник, содержащихся в каждой отдельной «петле» огибающей (в группе гармоник), расположенной между каждыми двумя соседними точками пересечения огибающей с осью абсцисс, обратно пропорционально частоте повторения. Если длительность импульсов укорачивается и число импульсов, приходящее в единицу времени, уменьшается, число гармоник в каждой петле огибающей возрастает, т.е. частотный спектр сгущается.

В пределе, при подаче одиночного импульса, т.е. при  $f_2 = 0$ , получается непрерывный спектр частот\*.

Для иллюстрации этого положения предположим, что длительность импульса  $\delta$  равна 1 мксек, поэтому первый нуль спектральной кривой получается при  $f = 1$  мГц, второй — при 2 мГц и т.д. В первой и каждой из следующих петель спектра, при частоте повторений  $f_r = 10\,000$  сек. в каждой петле огибающей будут содержаться 100 гармоник; при частоте  $f_r = 1000$  гц — 1000 гармоник; при частоте 100 гц — 10 000 гармоник.

Можно показать, что чем большее число петель спектральной огибающей (рис. 5-34) уложится в полосе пропускания усилителя, тем выше будет качество воспроизведения импульсов; и, наоборот, для точного воспроизведения формы очень кратковременных импульсов необходимо иметь усилители с весьма широкой полосой частот. Решение вопроса о том, какое число гармоник или сколько петель огибающей необходимо разместить в полосе пропускания усилителя, определяют на основе разумного компромисса между экономическими соображениями и требованиями в отношении точности воспроизведения формы входного сигнала. Если полоса усилителя простирается до четвертой или пятой нулевой точки огибающей, воспроизведение импульсов получается, как правило, отличным. Поскольку большинство гармоник с большими амплитудами содержится в первой петле огибающей, для воспроизведения коротких импульсов с практически допустимыми искажениями достаточно усиливать без искажений частоты, соответствующие первой петле спектральной огибающей. Таким образом, полоса пропускания усилителя импульсных сигналов должна начинаться на низкочастотном конце спектра, соответствующем частоте повторения сигнала и достигать на высокочастотном конце частоты  $1/\delta$ .

\* В этом случае спектр частот определяется при помощи интеграла Фурье, причем для четной функции распределение амплитуд частотных составляющих спектра выражается уравнением

$$S(\omega) = \frac{U_{\text{имп}} \delta \sin(\omega\delta/2)}{2\pi\omega\delta/2}.$$

Это уравнение выражает огибающую, показанную на рис. 5-34, форма которой соответствует функции  $\sin x/x$ . Амплитуда основной или дифференциальной частоты вблизи нуля равна  $U_{\text{имп}} \delta/2\pi$ .

Используем полученные выше выводы для рассмотрения прямоугольной волны, в которой согласно определению  $\delta = 1/2 f_r$ . Следовательно, уравнение (5-77) для прямоугольной волны будет иметь вид:

$$a_k = \hat{U}_{\text{имп}} \frac{\sin(k\pi/2)}{k\pi/2} = \frac{2\hat{U}_{\text{имп}}}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{2}.$$

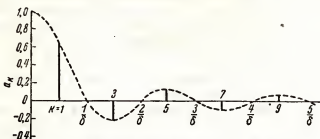


Рис. 5-35. Диаграмма спектра прямоугольной волны.

Этот результат является аналитическим выражением ряда аналогичного (5-75).

Диаграмма спектра частот прямоугольной волны вместе с огибающей кривой, рассчитанной согласно уравнению (5-77), приведена на рис. 5-35. Поскольку для данной формы сигнала  $\delta = 1/2 f_r$  и  $1/\delta = 2 f_r$ , то число гармоник в каждой петле  $k = 2$ . При этом в каждой петле огибающей имеется лишь одна неравная нулю нечетная гармоника, так как все четные гармоники прямоугольной волны совпадают с нулевыми точками огибающей кривой и соответствующие члены ряда отсутствуют.

Следовательно, приведенные выше рекомендации относительно «достаточности» частотной полосы усилителя, соответствующей протяженности первой петли, и даже первых 4—5 петель, для огибающей будут здесь не применимы.

Сформулированные выше рекомендации будут справедливы только для очень коротких импульсов, длительность которых не превосходит  $1/50 \div 1/100$  периода повторения.

**Пример.** Для периодических прямоугольных импульсов длительностью  $\delta = 10$  мксек, частота повторения которых равна 4000 имп/сек, найти амплитуды первых пяти гармоник и определить число гармоник, содержащихся в каждой петле спектральной огибающей.

Из уравнения (5-77) имеем

$$a_k = 2\hat{U}_{\text{имп}} f_r \delta \frac{\sin \pi k f_r \delta}{\pi k f_r \delta},$$

где  $\hat{U}_{\text{имп}}$  — амплитуда импульса.

Следовательно,

$$a_k = 2\hat{U}_{\text{имп}} \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 10^{-5} \frac{\sin \pi (k \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 10^{-5})}{\pi k \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 10^{-5}} = \frac{2\hat{U}_{\text{имп}}}{\pi k} \sin 0,04 \pi k.$$

Соответствующий ряд (без постоянного члена) будет иметь вид:

$$f(t) = 0,0795 \hat{U}_{\text{нмп}} \cos 2\pi \cdot 4000 t + 0,0790 \hat{U}_{\text{нмп}} \cos 2\pi \cdot 8000 t + \\ + 0,0780 \hat{U}_{\text{нмп}} \cos 2\pi \cdot 12\,000 t + 0,0764 \hat{U}_{\text{нмп}} \cos 2\pi \cdot 16\,000 t + \\ + 0,0745 \hat{U}_{\text{нмп}} \cos 2\pi \cdot 20\,000 t + \dots$$

Так как  $k f_r = 1/\delta = 100\,000$  *гц*, имеем

$$k \frac{100\,000}{4000} = 25 \text{ гармоник.}$$

Таким образом, в каждой петле спектральной огибающей содержится 25 гармоник, считая и гармонику, приходящуюся на одну нулевую точку данного интервала.

### 5-13. Шумы в ламповых усилителях

Максимальное усиление, которое можно получить в многокаскадных усилителях, ограничивается собственными шумами усилителя, возникающими в усилительных лампах и в иных элементах усилительных схем.

Обычно минимальным—пороговым—значением входного сигнала считается такая его величина, при которой на выходе усилительного устройства еще можно выделить сигнал из собственных шумов усилителя, иными словами: напряжение выходного сигнала должно быть больше напряжения собственных шумов схемы на выходе.

Если же амплитуда сигнала будет лежать ниже уровня собственных шумов схемы, сигнал будет «замаскирован» шумами и в обычных усилительных устройствах его выделить не удастся. Для приема очень слабых сигналов, амплитуда которых меньше шумового напряжения схемы, используются специальные сложные и дорогие усилительные устройства, применяемые, например, в радиоастрономической аппаратуре. В данной книге подобные устройства не рассматриваются.

В радиоэлектронной аппаратуре имеются различные источники шумов. Часть шумов возникает вследствие «дробового» эффекта электронного потока в лампах; источником других видов шумов являются либо внешние по отношению к лампе элементы усилительных схем, либо сами усилительные лампы.

Рассмотрим основные виды внутренних шумов усилительных схем.

**Тепловые** шумы возникают вследствие беспорядочных движений свободных зарядов, имеющихсся во всяком проводнике. Энергия тепловых шумов распределена равномерно по всему частотному диапазону. Тепловые шумы возникают, по-видимому, за счет соударений электронов с молекулами (при каждом соударении получается очень кратковременный импульс энергии). Энергия теплового шума, возникающего в активном сопротивлении  $R$ , является функцией температуры; напряжение тепловых шумов сопротивления определяется уравнением:

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{4KTR\Delta f}, \quad (5-79)$$

где  $K$  — постоянная Больцмана, равная  $1,38 \cdot 10^{-23}$ ;

$T$  — температура,  $^{\circ}K$ ;

$R$  — сопротивление,  $\text{ом}$ ;

$\Delta f$  — полоса пропускания усилителя,  $\text{гц}$ .

Как показано выше, полоса пропускания равна разности частот между точками половинной мощности частотной характеристики схемы.

Источник тепловых шумов можно заменить эквивалентным генератором напряжения  $U_{\text{ш}}$ , включенным последовательно с нешумящим внутренним сопротивлением  $R$ . Все детали схемы обладают некоторым сопротивлением, поэтому тепловые шумы возникают во всех элементах усилительных схем.

**Дробовый шум** обусловлен флуктуациями эмиссионного тока лампы, т.е. малыми отклонениями тока, эмиттируемого катодом в отдельные моменты времени, от среднего значения тока эмиссии. Наличие пространственного заряда в лампах существенно уменьшает дробовый шум, так как электронное облако пространственного заряда способствует сглаживанию отдельных импульсов тока эмиссии. Дробовый шум содержит спектр частот, равномерно распределенный по частотному диапазону.

Часто шумы ламп выражают количественно некоторым эквивалентным сопротивлением  $R_{\text{эсв}}$ , которое, будучи включено последовательно в цепь сетки нешумящей лампы, вызвало бы появление в анодной цепи такого же шумового тока, как и реальная шумящая лампа. Приближенное выражение шумового сопротивления, справедливое для большинства триодов, имеет вид:

$$R_{\text{эсв}} = \frac{2,5}{S'} \text{ ом},$$

хотя в некоторых типах триодов имеются существенные отклонения от этой величины. Эквивалентные шумовые сопротивления триодов имеют различные значения, начиная от 210  $\text{ом}$  у лампы 6У4 до 1500  $\text{ом}$  у лампы 6SL7.

**Шумы токораспределения.** Во всех многоэлектродных лампах (тетрадах, пентодах) наблюдаются флуктуации токораспределения, т.е. малые кратковременные отклонения величины электродного тока, от средних значений.

Флуктуации токораспределения вызывают в многоэлектродных лампах появление дополнительных шумов, складывающихся с дробовыми шумами, вследствие чего пентоды имеют обычно более высокий уровень собственных шумов, чем триоды.

Эквивалентное сопротивление шумов для пентодов

$$R_{\text{эсв}} = \frac{2,5}{S'} + \frac{20 I_{\text{сз}}}{S I_k},$$

где  $I_{\text{сз}}$  и  $I_k$  — ток экранирующий сетки и ток катода.

Величины  $R_{\text{эсв}}$  для пентодов различных типов лежат в пределах 700 — 13 000  $\text{ом}$ .

*Шумы микрофонного эффекта.* Этот вид шумов имеет большое значение в аппаратуре, подвергаемой вибрациям.

Анодный ток зависит от взаимного расположения электродов лампы: анода, сеток и катода. При вибрациях взаимное расположение электродов изменяется, что и является причиной микрофонных шумов.

Различные типы ламп сильно различаются между собой в отношении чувствительности к вибрации. Для работы в особо трудных механических условиях делаются лампы специальной особо «виброустойчивой» конструкции.

*Шумы, обусловленные внешними электрическими и магнитными полями.* Для борьбы с подобными шумами применяется электрическое и магнитное экранирование или источники подобных шумов удаляют на возможно большее расстояние от усилительной аппаратуры. На очень низких частотах 50—60 *гц* экранирование либо очень дорого, либо мало эффективно. Источники питания переменного тока и иные устройства, работающие на очень низких частотах, необходимо размещать на большом расстоянии от усилительных блоков.

Нередко электрические и магнитные помехи наводятся в шнурах кабелей, соединительных шлангах и т.п., которые на каком-либо участке своего пути проходят около источника рассматриваемых шумов. Это необходимо учитывать при размещении различных подводов к аппаратуре. Для устранения или уменьшения подобных помех питающие подводки экранируют и снабжают специальными фильтрами.

*Фон источника питания анодной цепи.* При выпрямлении переменного напряжения для получения постоянного анодного напряжения «остатки» переменных составляющих можно снизить до малых значений путем тщательной фильтрации выходного постоянного напряжения. Однако снижение переменных составляющих выпрямленного напряжения до нескольких милливольт и ниже является трудным делом. Вследствие этого в усилительных устройствах обычно прослушивается легкое гудение — фон —, обусловленный неотфильтрованными переменными составляющими анодного напряжения.

*Фон подогревных катодов.* В лампах, имеющих подогревный катод, подогреватель которого разогревается до рабочей температуры переменным током, возникает фон промышленной частоты. Фон может вызвать эмиссия электронов раскаленным подогревателем; это явление можно устранить, подавая на подогреватель положительное напряжение 10—20*в* относительно катода.

В схемах, где потенциал катода выше потенциала земли, фон может возникнуть и за счет емкости между подогревателем и катодом. Этот фон может быть частично уменьшен заземлением средней точки подогревателя.

В некоторых типах ламп конструкция подогревателя такова, что вокруг подогревателя сетевой частотой образуется магнитное поле. Воздействуя на катод, данное поле может вызывать появление фона.

Различные типы ламп с подогревным катодом значительно отличаются друг от друга в отношении уровня шума, обусловленного пита-

нием подогревателя переменным током. Устранить полностью фон сетевого напряжения при питании накала переменным током невозможно, и обычно остается некоторый фон, равный нескольким микровольтам. Если необходимо полностью устранить низкочастотный фон, нити накала должны питаться выпрямленным и хорошо отфильтрованным током.

### Задачи

**5-1.** На схеме, показанной на рис. 5-36, используются триоды с параметрами:  $S = 2 \text{ ма/в}$  и  $R_l = 30\,000 \text{ ом}$ , и междуэлектродными емкостями  $C_{\text{эк}} = 7,0 \text{ пф}$  и  $C_{\text{вк}} = 70 \text{ пф}$ .

Начертить частотную и фазовую характеристику усилителя, пользуясь линейной шкалой амплитуд.

Определить и отметить частоты  $f_1$  и  $f_2$ , а также вычислить усиление в децибелах для средних частот.

**5-2.** Заданы следующие параметры лампы (рис. 5-36):

$$\mu = 20; R_l = 7700 \text{ ом}.$$

Рассчитать емкость конденсатора связи  $C$  для  $f_1 = 20 \text{ гц}$ .

Каково должно быть сопротивление  $R_a$  анодной нагрузки, чтобы  $f_2 = 250\,000 \text{ гц}$ ?

Чему равно усиление на средних частотах?

**5-3.** Пользуясь методом относительных усилений, рассмотренным в разделе 5-2, выразить  $|A_{\text{н.ч}}/A_{\text{с.ч}}|$  в функции отношения частот  $f_1/f_2$  и параметров усилителя, схема которого приведена на рис. 5-37, а.

Считая  $C$  и  $L$  заданными, найти выражение для  $R$ , удовлетворяющее условию получения возможно большей длины горизонтального участка низкочастотного конца частотной характеристики усилителя. Полагая  $C = 0,01 \text{ мкф}$  и  $L = 200 \text{ гн}$ , рассчитать  $R$ , при котором горизонтальный участок частотной характеристики будет иметь наибольшую длину. Построить фазовую и частотную (в децибелах) характеристики для области низких частот полосы пропускания усилителя.

**5-4.** Заданы: 1) режим усилительного пентода в рабочей точке:

$$I_{a(0)} = 2,5 \text{ ма}, U_{c_1} = -4 \text{ в}, U_{c_2} = 100 \text{ в} = U_{a_{\text{ном}}};$$

2) параметры пентода:  $S = 3,2 \text{ ма/в}$ ,  $R_l = 1 \text{ Мом}$ ;

3) междуэлектродные емкости:  $C_{\text{ск}} = 10 \text{ пф}$ ,  $C_{\text{ас}} = 0,004 \text{ пф}$ ,  $C_{\text{ак}} = 9 \text{ пф}$ ;

4) емкость монтажа  $15 \text{ пф}$ ;

5) емкость конденсатора связи  $C = 0,01 \text{ мкф}$ ;

6) сопротивление анодной нагрузки  $R_a = 75\,000 \text{ ом}$ ;

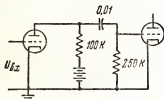


Рис. 5-36.

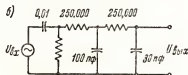
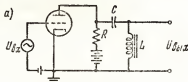


Рис. 5-37.

7) сеточное сопротивление  $R_c = 500\,000 \text{ ом}$ .

Полагая, что сопротивления в цепях экранирующей сетки и катода зашунтированы, определить усиление на средней частоте, а также частоты  $f_1$  и  $f_2$ .

Между какими частотами фазовый угол будет равен  $180^\circ \pm 20^\circ$ ?



5-5. Написать выражение  $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$  для схемы, приведенной на рис. 5-37, б. Написать уравнения зависимости  $|A_{\text{н.ч}}/A_{\text{с.ч}}|$  и  $|A_{\text{в.ч}}/A_{\text{с.ч}}|$  от отношения  $f/f_x$ , где  $f_x$  — произвольно задаваемая частота.

5-6. Определить частоты  $f_1$  и  $f_2$  для схемы, показанной на рис. 5-37, б, и вычертить частотную характеристику в децибелах; построить асимптоты высокочастотного и низкочастотного участка этой характеристики.

5-7. Трехкаскадный пентодный усилитель с реостатно-емкостной связью должен давать неизменное усиление, с точностью до 0,5 дБ вплоть до частоты 50 кГц.

Рассчитать значение  $f_2$  для каждого каскада, полагая, что все три каскада одинаковы.

5-8. Какое общее усиление может быть получено от шестикаскадного усилителя на пентодах 6Ж1П, если частота  $f_2$  всего усилителя должна равняться 500 кГц.

Каково должно быть значение  $f_2$  для каждого из каскадов при условии, что все каскады одинаковы?

5-9. Пентод, имеющий  $R_i = 0,8 \text{ Мом}$ ,  $S' = 3 \text{ ма/в}$ , работает в схеме усилителя с реостатно-емкостной связью, в котором  $R_a = 25 \text{ 000 ом}$ ,  $R_c = 250 \text{ 000 ом}$ ,  $C = 0,01 \text{ мкф}$ ,  $C_{\text{ак}} = 8 \text{ нф}$  и  $C_c = 27 \text{ нф}$ .

Определить  $f_1$  и  $f_2$ ; вычертить частотную характеристику усиления в децибелах. Рассчитать усилитель с компенсацией по низкой частоте, определить элементы схемы и начертить схему усилительного каскада с низкочастотной компенсацией.

Рассчитать усилитель с параллельной высокочастотной компенсацией при условии, что подъем частотной характеристики в начале высокочастотной области составляет 5% относительно усиления на средних частотах  $A_{\text{с.ч}}$ ; определить параметры схемы и найти новое значение  $f_2$ .

5-10. Каждый из трех одинаковых каскадов пентодного усилителя имел усиление по напряжению на средних частотах, равное 30, и  $f_2 = 375 \text{ кГц}$  (по усилителю в целом). Затем во всех каскадах усилителя было изменено сопротивление анодной нагрузки  $R_a$  и притом таким образом, что частота  $f_2$  всего усилителя стала равной 600 кГц.

Чему должно равняться сопротивление  $R_a$  и каково будет усиление одного каскада и всего усилителя, если крутизна каждой из ламп  $S = 3 \text{ ма/в}$ .

5-11. Первый каскад двухкаскадного усилителя с реостатно-емкостной связью дает усиление напряжения, равное 40. Его частоты  $f_1 = 60 \text{ Гц}$  и  $f_2 = 28 \text{ 000 Гц}$ . Второй каскад дает усиление напряжения, равное 78, и его частоты  $f_1 = 82 \text{ Гц}$  и  $f_2 = 37 \text{ 000 Гц}$ .

Вычертить общую частотную характеристику усиления в децибелах.

5-12. Широкополосный усилитель с параллельной компенсацией собран на пентодах, имеющих крутизну  $S = 4,5 \text{ ма/в}$ . Усилитель должен обеспечить общее усиление по напряжению, равное 16 000 при ширине полосы 3,75 МГц. Шунтирующая емкость в анодной цепи каждого каскада  $C_c = 27 \text{ нф}$ .

Определить необходимое число каскадов при  $\alpha = 0,41$ .

5-13. Прямоугольный импульс длительностью 100 мксек с амплитудой 50 в подан на пентод, используемый в задаче 5-9 при отсутствии компенсации. Начертить форму напряжения на выходе в зависимости от времени.

5-14. Прямоугольный импульс (рис. 5-38) подан на сетку усилителя с реостатно-емкостной связью, собранного на пентоде, имеющем  $S = 4,5 \text{ ма/в}$  и  $R_i = 0,8 \text{ Мом}$ .

Полагая, что  $R_c = 1 \text{ Мом}$  и общая емкость, шунтирующая анодную цепь,  $C_c = 25 \text{ нф}$ , определить:

а) величину  $R_a$ , необходимую для того, чтобы импульс достиг 90% своей конечной величины через 0,20 мксек;

б) значение пикового напряжения на выходе;

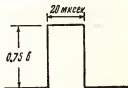


Рис. 5-38.

е) емкость конденсатора связи  $C$ , обеспечивающего понижение выходного напряжения за время прохождения импульса не более чем на 10%.

5-15. Написать первые шесть членов ряда Фурье для периодического сигнала треугольной формы (рис. 5-39, а). Указать частоты, содержащиеся в сигнале, если его период равен 0,00025 сек.

5-16. Написать первые шесть членов ряда Фурье для периодического сигнала, показанного на рис. 5-39, б. Частота повторений —  $f$ , 2000 импульсов в секунду.

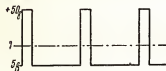
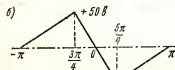
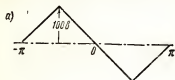


Рис. 5-39.

5-17. В периодической последовательности прямоугольных импульсов, показанных на рис. 5-39, в, длитель-

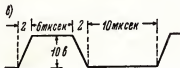
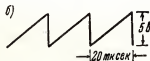


Рис. 5-40.

ность импульса составляет 50 мксек, а частота повторений 4000 в секунду. Начертить спектральную диаграмму импульса в пределах первых трех пелет спектральной огибающей.

Определить амплитуду 67-й гармоники.

5-18. Для трех периодических функций (рис. 5-40) начертить кривые зависимости амплитуды последовательных гармонических составляющих от их частоты для первых десяти гармоник (т.е. для первых 10 членов ряда Фурье).

5-19. Начертить спектры частот для указанных ниже периодических последовательностей прямоугольных импульсов:

а)  $f_r = 10\ 000$  гц,  $\delta = 50$  мксек;

б)  $f = 5\ 000$  гц,  $\delta = 50$  мксек;

в)  $f = 1\ 000$  гц,  $\delta = 50$  мксек.

5-20. Двухкаскадный пентодный усилитель с реостатно-емкостной связью дает на средних частотах усиление напряжения 220 и имеет частоту  $f_2 = 16\ 000$  гц. Крутизна усилительного пентода  $S' = 2,2$  ма/в. Рассчитать цепь  $RC$  однокаскадного усилителя, имеющего усиление в два раза меньше указанного. Во сколько раз ширина полосы пропускания однокаскадного усилителя при этих условиях будет больше, чем в двухкаскадной схеме?

Определить частоту  $f_2$  однокаскадного усилителя, если сопротивление  $RC$ -цепи равно 250 000 ом.

# Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Terman, F. E.: Universal Amplification Charts, *Electronics*, 10: 34 (June, 1937).
  2. Arguimbau, L. B.: "Vacuum Tube Circuits," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1948.
  3. Valley, G. E., Jr., and H. Wallman: "Vacuum Tube Amplifiers," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1948.
  4. Freeman, R. L., and J. D. Schautz: Video-amplifier Design, *Electronics*, 10: 22 (August, 1937).
  5. Seely, S. W., and C. N. Kimball: Analysis and Design of Video Amplifiers, *RCA Rev.*, 3: 290 (1939).
  6. Herold, E. W.: High-frequency Correction in Resistance-coupled Amplifiers, *Communications (NY)*, 18: 11 (August, 1938).
  7. Larsen, M. J.: Low-frequency Compensation of Video Amplifiers, *Proc. IRE*, 33: 666 (1945).
  8. Bedford, A. V., and G. L. Fredendall: Transient Response of Multistage Video-frequency Amplifiers, *Proc. IRE*, 27: 277 (1939).
  9. MacLean, W. R.: Ultimate Bandwidth in High-gain Multistage Video Amplifiers, *Proc. IRE*, 32: 12 (1944).
  10. Frank, E.: "Pulsed Linear Networks," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1943.
  11. Johnson, J. B.: Thermal Agitation of Electricity in Conductors, *Phys. Rev.*, 32: 97 (1928).
-

## ГЛАВА ШЕСТАЯ

### УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Во многих устройствах, в которых применяются электронные лампы, для получения заданной выходной мощности требуется значительное напряжение на входе. Рассчитывая подобные системы, используют графические методы, так как при работе лампы в режимах напряжений большой амплитуды динамическая характеристика обычно нелинейна.

Нелинейность ламповых характеристик приводит к амплитудным искажениям. Поэтому необходимо выбирать режим работы таким образом, чтобы предотвратить данные искажения. Если лампа работает как переключатель постоянного или переменного тока, эти искажения не играют роли и ограничения по режимам работы лампы определяются максимально допустимыми значениями рассеиваемых токов и мощностей.

Режим класса *A* обычно применяется в случаях, когда на электродах необходимо получить возможно меньшие искажения. Если допустить некоторое увеличение искажения, то коэффициент полезного действия и выходная мощность лампы могут быть увеличены, но это возможно лишь при использовании режима класса *AB*. Двухтактная схема уменьшает нелинейные искажения как при работе в режиме класса *A*, так и при работе в режиме класса *AB* и делает возможной работу в режиме класса *B*. Таким образом, проектировщик должен выбрать лампу с достаточной величиной допустимой мощности рассеяния и затем определить соответствующее сопротивление нагрузки, величины приложенных постоянных напряжений, необходимую величину сигнала на входе и нелинейные искажения, если их величина ограничена.

#### 6-1. Выходные цепи усилителей мощности низкой частоты

Простая схема выходной цепи с последовательным питанием (рис. 6-1, а) почти никогда не применяется при сколько-нибудь значительной выходной мощности. Прежде всего мощность потерь, обусловленная прохождением постоянной слагающей анодного тока через сопротивление нагрузки, уменьшает коэффициент полезного действия, во-вторых, понижается напряжение на аноде, в-третьих, чисто активная нагрузка редко имеет величину, требуемую для получения необходимой

выходной мощности и искажений, не превышающих заданной величины.

Схема, изображенная на рис. 6-1, б, свободна от потери мощности постоянного тока в нагрузке и уменьшения анодного напряжения, но требует определенной величины сопротивления нагрузки, что редко может встретиться на практике.

Схема, изображенная на рис. 6-1, в, наиболее часто применяется в мощных выходных каскадах.

Трансформатор с коэффициентом трансформации  $a = n_1/n_2$  создает для лампы сопротивление нагрузки переменного тока  $R'$  и является обычно малым сопротивлением для постоянного тока.

В идеальном трансформаторе (рис. 6-2, а) напряжения и токи связаны соотношениями:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{n_1}{n_2} = a,$$

откуда

$$V_1 = V_2 I_2 / I_1.$$

Входное сопротивление

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2 I_2}{I_1^2} \cdot \frac{I_2}{I_1} = \frac{a^2 V_2}{I_2},$$

и так как  $V_2/I_2$  является сопротивлением, включенным во вторичную обмотку, то

$$Z_1 = a^2 Z_2, \quad (6-1)$$

где  $Z_1$  — сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке трансформатора.

Например, нагрузка, равная 500 ом, может быть включена на выходе каскада с лампой, требующей сопротивление нагрузки 3000 ом. Трансформатор, обеспечивающий требуемую величину  $R'$  (рис. 6-1, в), должен иметь коэффициент трансформации:

$$a = \sqrt{\frac{R'}{R}} = \sqrt{\frac{3000}{500}} = \sqrt{6} = 2,45.$$

Таким образом, идеальный трансформатор преобразует величину напряжения на сопротивлениях нагрузки, но не меняет ее фазы. Трансформатор должен считаться идеальным, если он имеет пренебрежимо малые потери (которые складываются из потерь намагничивания, потерь на активном сопротивлении обмоток и т.д.), а также малые реактивные сопротивления, утечки, внутренние емкости и др. Несмотря на то, что изготовление трансформаторов, удовлетворяющих перечисленным тре-

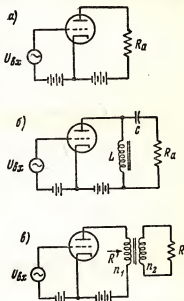


Рис. 6-1. Схемы выходных каскадов усилителей мощности.

бованиям, в рабочей полосе частот вполне возможно, стоимость их будет столь высока, что большинство используемых трансформаторов существенно отличается от идеальных.

На рис. 6-2, *а* показана схема идеального трансформатора, а на рис. 6-2, *б* — эквивалентная схема реального выходного трансформатора. Здесь  $R_1$  и  $R_2$  — сопротивления обмоток трансформатора,  $L_1$  и  $L_2$  —

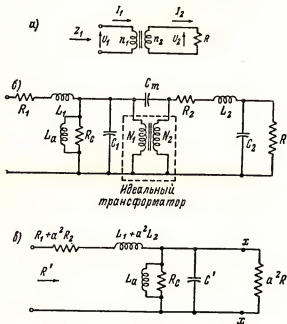


Рис. 6-2. Идеальный трансформатор (*а*). Эквивалентная схема реального трансформатора (*б*). Эквивалентная схема реального трансформатора, приведенная к первичной обмотке (*в*).

индуктивности рассеяния,  $R_c$  — сопротивление потерь в сердечник,  $L_p$  — индуктивность первичной обмотки, через которую протекает ток намагничивания. Емкости, показанные на схеме, являются междувитковыми емкостями. На рис. 6-2, *в* все названные величины приведены к первичной обмотке в соответствии с (6-1). Члены  $a^2 R_2$  и  $a^2 L_2$  являются величинами, пересчитанными по отношению к первичной обмотке. Емкость  $C'$  представляет собой емкости  $C_1$  и  $C_2/n_2$  и дополнительную емкость между обмотками. Эта емкость возникает между точками с потенциалами  $+U_1$  и  $\pm U_2$ . Так как  $U_1 = a U_2$ , разность потенциалов между пластинами конденсатора будет

$$U_m = U_1 \pm U_2 = U_1 \left( 1 \pm \frac{1}{a} \right).$$

Запасенная электрическая энергия пропорциональна квадрату приложенного напряжения, т.е.

$$\text{энергия равна } U_m^2 C_m = U_1^2 \left( 1 \pm \frac{1}{a} \right).$$

Таким образом, энергия, запасаемая в емкости  $C_m$  (рис. 6-2, в), равна энергии, запасаемой в емкости  $\left( 1 \pm \frac{1}{a} \right) C_m$ , к которой приложено напряжение  $U_1$ . Такая емкость, будучи включена в первичную цепь, будет запасать такую же энергию, т.е. ее действие будет эквивалентно действию емкости  $C_m$ .

Следовательно, емкость  $C'$ , указанная на рис. 6-2, в, будет равна

$$C' = C_1 + \frac{C_2}{a^2} + \left( 1 + \frac{1}{a} \right)^2 C_m$$

и эквивалентна всем емкостям трансформатора, приведенным к первичной обмотке. Входное сопротивление (рис. 6-2, в) для идеального трансформатора было бы равно  $R' = a^2 R_2$ , но в действительности будет несколько отличаться от этой величины из-за наличия некоторых дополнительных последовательных и параллельных элементов, если их величины таковы, что их следует учитывать. Индуктивность первичной обмотки  $L_p$  будет понижать входное сопротивление на низких частотах. Наличие  $L_p$  и  $R_c$  приводит к необходимости повышения коэффициента  $a$ , по сравнению с его теоретической величиной, на всех частотах. Эти сопротивления уменьшают также коэффициент полезного действия трансформатора. На высоких частотах будет иметь место последовательный резонанс, обусловленный индуктивностью рассеяния  $L_1 + a^2 L_2$  и емкостью  $C'$ .

На рис. 6-3, а, показаны кривые, характеризующие отклонение расчетных данных, вычисленных для идеального трансформатора, от экспериментальных данных, полученных при испытании типовых выходных трансформаторов. Приведенные на рис. 6-3, а графики представляют характеристики небольшого трансформатора с низкой стоимостью, с номинальной выходной мощностью 8 *вт* (кривая I) и трансформатора с высокой стоимостью с номинальной выходной мощностью 15 *вт* (пунктирная кривая II). Обе кривые сняты при выходной мощности 1 *вт*.

Как видно из приведенных кривых, вносимое сопротивление приблизительно равно расчетной величине, за исключением области частот выше 10 000 *гц*, где входное сопротивление восьмиваттного трансформатора имеет экстремальное значение за счет резонанса. Влияние реактивных утечек начинает сказываться в трансформаторе I при частотах около 2000 *гц*, а в трансформаторе 2 на частотах около 10 000 *гц*. Это доказывает, что в последнем обеспечены меньшие значения индуктивной и емкостной утечек.

На высших частотах рабочего диапазона сопротивление нагрузки уже не является чисто активным, и это также может быть одной из причин возникновения искажений, так как динамическая характеристика приобретает форму эллипса (см. параграф 6-3) и рабочая область может

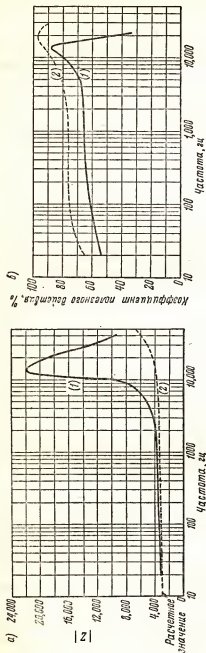
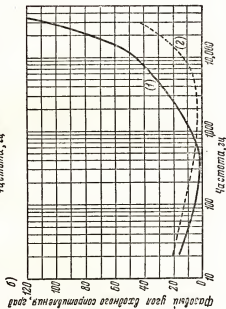


Рис. 6-3. Входное сопротивление (1) 8-ваттного трансформатора с низкой стоимостью, при сопротивлении нагрузки  $8 \text{ ом}$  и выходной мощности  $1 \text{ вт}$ . (2) 15-ваттного трансформатора с высокой стоимостью, при сопротивлении нагрузки  $600 \text{ ом}$  и выходной мощности  $1 \text{ вт}$ . Фазовый угол входного сопротивления (б). Коэффициент полезного действия трансформаторов (1) и (2) (а).





захватывать нелинейные участки ламповых характеристик. Коэффициент полезного действия трансформатора обычно не очень высок, что ведет к необходимости в получении повышенной выходной мощности от лампы, если на выходе трансформатора должна быть получена определенная мощность. Так, например, в выходном каскаде с трансформатором  $I$  для получения  $8 \text{ вт}$  в нагрузке лампа должна отдавать  $12 \text{ вт}$ .

Хотя в усилительных устройствах выходной трансформатор часто может рассматриваться как идеальный, приведенные цифры показывают, что такое допущение может быть очень далеко от истины. Трансформатор, близкий к идеальному, выполним, но только при стоимости его в 10—30 раз выше, чем стоимость упомянутого выше трансформатора  $I$ .

Затруднения, возникающие вследствие высокочастотного резонанса и фазовых сдвигов, будут рассмотрены при изучении усилителей с обратной связью.

Уменьшение коэффициента полезного действия трансформатора может быть учтено в эквивалентной схеме введением дополнительного нагрузочного сопротивления, присоединенного к лампе. На рис. 6-4 показано сопротивление потерь  $R_f$ . Действительное сопротивление нагрузки лампы  $R'$  обусловлено совместным действием сопротивлений  $R_f$  и  $a^2 R$ , где

$$R_f = \frac{a^2 R}{1 - \eta}; \quad (6-2)$$

$\eta$  — коэффициент полезного действия трансформатора.

Отсюда коэффициент трансформации, необходимый для получения заданной нагрузки  $R'$  в анодной цепи лампы, будет

$$a = \sqrt{\frac{(2 - \eta) R'}{R}}. \quad (6-3)$$

Например, если необходимая величина нагрузки в анодной цепи лампы  $R' = 7500 \text{ ом}$  и  $R = 500 \text{ ом}$  при  $\eta = 75\%$ , то коэффициент трансформации

$$a = \sqrt{\frac{(2 - 0,75) 7500}{500}} = 4,33,$$

тогда как при идеальном трансформаторе коэффициент трансформации был бы равен  $a = 3,87$ .

Так же как в  $RC$ -усилителях, для быстрого получения характеристики выходного трансформатора могут быть использованы прямоугольные импульсы. На рис. 6-5 приведены эпюры выходных импуль-

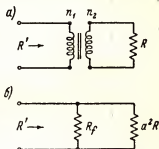


Рис. 6-4. Идеальный трансформатор (а). Эквивалентная схема трансформатора с коэффициентом трансформации  $a$  и коэффициентом полезного действия  $\eta$  (б).

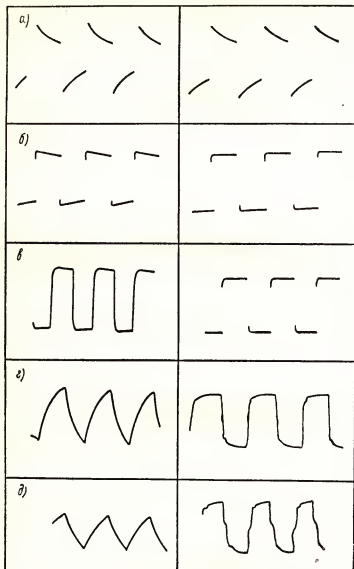


Рис. 6-5. Искажение формы прямоугольных импульсов трансформаторами (1) (слева) и (2) (справа) по рис. 6-3: а—20 пер/сек; б—100 пер/сек; в—1000 пер/сек; г—10 000 пер/сек; д—20 000 пер/сек.

сов, полученные при прохождении прямоугольных сигналов через два трансформатора, характеристики которых приведены на рис. 6-3. Искажение вершины низкочастотных прямоугольных колебаний указывает на недостаточно большую величину индуктивности первичной обмотки трансформатора. Искажения, показанные на рис. 6-5, *г* и 6-5, *д*, обусловлены влиянием параллельной емкости, нерегулярности вызваны явлением резонанса между индуктивностью рассеяния и емкостями трансформатора.

Более дорогостоящий трансформатор II будет иметь более удовлетворительные, но не идеальные характеристики.

## 6-2. Построение нагрузочной характеристики

На рис. 6-6 приведены анодные характеристики выходного триода, работающего в схеме, показанной на рис. 6-7.

Полагая  $R = 200 \text{ ом}$ , сопротивление первичной обмотки для постоянного тока  $250 \text{ ом}$ , необходимую величину сопротивления нагрузки в анодной цепи лампы  $R' = 5000 \text{ ом}$ , рассчитаем режим работы графически по методу, описанному в § 3-5.

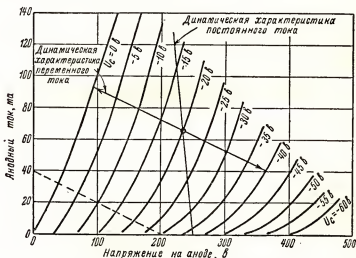


Рис. 6-6. Построение нагрузочной прямой.

Если считать трансформатор идеальным, то коэффициент трансформации

$$a = \frac{5000}{200} = 25 = \frac{n_1}{n_2}.$$

Нагрузочная характеристика для постоянного тока при  $U = 250 \text{ в}$  и  $R = 250 \text{ ом}$  представляет наклонную прямую, проходящую под углом

— 1/250, через точку  $Q$ . При токе в 100 *ма* падение напряжения на трансформаторе

$$\Delta E_T = R_{\text{тр}} I_{a\text{н}} = 250 \cdot 0,1 = 256.$$

Следовательно, эта характеристика будет проходить через точку 225 *в*, 100 *ма*.

Если бы сопротивление постоянному току равнялось нулю, нагрузочная характеристика постоянного тока проходила бы вертикально.

Затем должна быть построена нагрузочная характеристика по переменному току, под углом — 1/5000. Такой угол наклона будет иметь линия, соединяющая точки 200 *в*, 40 *ма* (пунктирная линия на рис. 6-6). Действительная нагрузочная характеристика переменного тока будет проходить через точку  $Q$ , лежащую на характеристике  $U_c = -20$  *в*, параллельно к вспомогательной пунктирной линии.

Рис. 6-7. Схема каскада усиления мощности.

Использование динамической характеристики для анализа работы лампы в линейном режиме рассмотрено в разделе 3-5. Распространение данного метода анализа на область нелинейного режима может быть проведено с учетом во всех факторов, обуславливающих искажения, как это сделано в разделе 6-7.

### 6-3. Нагрузочная характеристика для реактивной нагрузки

Хотя в ламповых устройствах нагрузка обычно является активной, возможны случаи, когда нагрузка лампы будет реактивной, примером чего служит выходной трансформатор, работающий на предельных частотах рабочего диапазона. Учитывая сдвиг фаз между синусоидальными токами и напряжением в реактивной нагрузке, получим, что анодный ток, необходимый для увеличения напряжения на определенную величину, не будет равен анодному току, необходимому для уменьшения напряжения на ту же величину, т.е. нагрузочная характеристика не будет прямой линией. В общем случае нагрузочная характеристика имеет форму эллипса, переходящего в прямую линию при

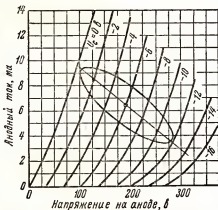


Рис. 6-8. Эллиптическая нагрузочная линия лампы 6С2С при сопротивлении нагрузки (24+*j*18) *Ком*.

чисто активной нагрузке и в окрестность для чисто реактивной нагрузки.

В цепи с реактивной нагрузкой при сопротивлении нагрузки  $Z_{(\varphi)}$  ток и напряжение определяются выражениями:

$$i_0 = I_{\max} \sin \omega t, \quad (6-4)$$

$$u_0 = U_{\min} \sin(\omega t + \varphi), \quad (6-5)$$

являющимися параметрическими уравнениями эллипса.

На рис. 6-8 кривая построена по точкам семейства характеристик лампы 6С2С для сопротивлений нагрузки 3000  $\Omega$  при сдвиге фаз  $\varphi$  37%. Эллипс может проходить через нелинейные участки ламповых характеристик, увеличивая таким образом результирующие искажения. Следовательно, для мощных усилителей следует избегать реактивных нагрузок.

#### 6-4. Идеальный усилитель класса А

Полагая характеристики лампы линейными, что хотя и является идеализацией, но часто используется при анализе обычных усилителей мощности (рис. 6-7), получаем следующее выражение для переменной составляющей анодного тока:

$$I_{\sim} = \frac{\mu U_{mc}}{R_t + R'},$$

и мощность, выделяемая в нагрузке  $R'$ , будет равна

$$P = I_{\sim}^2 R' = \left( \frac{\mu U_{mc}}{R_t + R'} \right)^2 R'.$$

Отношение выходной мощности к квадрату амплитудного напряжения на сетке:

$$\frac{P}{U_{mc}^2} = \mu S \frac{R'/R_t}{(1 + R'/R_t)^2}. \quad (6-6)$$

Это отношение называется чувствительностью по мощности, так как оно определяет способность усилителя создавать определенную мощность на выходе при заданной величине квадрата входного напряжения. Чувствительность по мощности зависит от величины  $\mu S$ , зависящей только от параметров лампы, и называется добротностью лампы. Лучевые лампы и тетроды обладают более высокой добротностью, чем триоды.

Находя условия максимума (6-6) в зависимости от  $R'/R_t$ , получаем обычное условие максимума выходной мощности:  $R' = R_t$ . Действительная величина выходной мощности пропорциональна также  $U_{mc}$ , и, следовательно, для получения максимальной выходной мощности необходима соответствующая амплитуда напряжения на сетке.

Все вышесказанное справедливо, если не рассматривать искажений. Однако, чтобы искажения были малы, необходима соответствующая

величина нагрузки. Для триодов сопротивление нагрузки должно быть больше, чем  $R_1$ , для пентодов и лучевых ламп минимум искажений будет при совершенно определенной величине нагрузки. Выбор соответствующей величины нагрузки зависит в каждом случае от условий работы лампы.

### 6-5. Соотношение мощностей

Мощность, потребляемая от источника анодного питания, расходуется на выходную мощность переменного тока, потери при прохождении постоянной составляющей анодного тока в нагрузке или в выходном трансформаторе, а также является источником энергии, необходимой для ускорения электронов в лампе.

Последняя составляющая выделяется в виде тепла на аноде лампы. Лампы должны быть сконструированы таким образом, чтобы мощность, рассеиваемая на их элементах, отводилась от лампы путем излучения или каким-либо иным способом. В тетрадах и пентодах имеются добавочные тепловые потери за счет нагрева экранирующих сеток. Кроме того, анод и сетки ламп разогреваются тепловым излучением катодов, работающих при весьма высокой температуре.

На основании закона сохранения энергии потребляемая мощность должна быть равна выходной мощности переменного тока плюс мощность потерь:

$$U_a I_a = I_a^2 R' + \text{мощность потерь}, \quad (6-7)$$

где  $U_a I_a$  — средняя мощность, потребляемая в анодной цепи при наличии сигнала;

$I_a^2 R'$  — выходная мощность переменного тока, отдаваемая в нагрузку  $R'$ .

Согласно определению:

$$U = U_a + I_a R_{\text{вн}},$$

где  $R_{\text{вн}}$  — сопротивление постоянному току.

Обычно это сопротивление первичной обмотки трансформатора и сопротивление смещения, если оно включено. Тогда, умножая на  $I_a$ , получаем

$$U I_a = U_a I_a + I_a^2 R_{\text{вн}}. \quad (6-8)$$

Подстановка (6-7) в (6-8) позволяет написать следующее выражение для мощности потерь:

Мощность потерь =  $U_a I_a + I_a^2 R_{\text{вн}} - I_a^2 R'$ , где член  $I_a R_{\text{вн}}$  — мощность потерь постоянного тока в цепи нагрузки.

Остальные потери — эти потери в лампе.

Таким образом, мощность рассеяния на аноде

$$P_a = U I_a - I_a^2 R'. \quad (6-9)$$

Мощность, подводимая к лампе, равна  $U I_a$ . Следовательно, мощность рассеяния на аноде равна подводимой мощности минус мощность переменного тока на выходе.

В классе *A* лампа будет работать с меньшими потерями при наличии сигнала, чем в режиме покоя.

Поэтому в режимах класса *A* выбор лампы и элементов схемы должен базироваться на условии работы в режиме покоя.

Коэффициент полезного действия преобразования подводимой энергии постоянного тока в энергию переменного тока на выходе называется коэффициентом полезного действия анодной цепи и определяется следующим образом:

$$\eta = \eta_a = \frac{\text{выходная мощность переменного тока}}{\text{подводимая мощность переменного тока}}. \quad (6-10)$$

Это соотношение может быть записано в следующем виде:

$$\eta_a = \frac{I_a^2 R'}{U_a I_{a1}} 100\%, \quad (6-11)$$

где  $I_{a1}$  — средний анодный ток при наличии сигнала.

Преобразуя (6-10), получим:

$$\text{Выходная мощность} = \frac{\eta_a \cdot \text{мощность потерь}}{1 - \eta_a}.$$

Лампы оцениваются по максимальной мощности рассеяния на аноде. При данной величине допустимой мощности рассеяния возможная величина выходной мощности определяется коэффициентом полезного действия анодной цепи. Это указывает на существенное различие между электронными лампами и другими электрическими машинами. В тетроды или пентоды довольно значительная мощность рассеивается на экранирующей сетке, величина которой не должна превышать максимально допустимой величины; в противном случае сетка может быть разрушена.

#### 6-6. Максимальное теоретически возможное значение коэффициента полезного действия в режиме класса *A*

Если рассматривать триоды, тетроды и пентоды как идеальные и линейные устройства, то их характеристики должны иметь вид, показанный на рис. 6-9. Мощность на выходе лампы будет равна  $I_a^2 R'$ , а подводимая мощность  $U I_a$ .

Из рис. 6-9 следует, что

$$\sqrt{2} I_a = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{2} = I_m.$$

Тогда теоретический коэффициент полезного действия анодной цепи может быть представлен в виде:

$$\eta_a = \frac{I_a^2 R'}{U I_a} 100\% = \frac{I_m^2 R'}{2 U I_m / \sqrt{2}} 100\% = \frac{I_m R'}{\sqrt{2} U} 100\%. \quad (6-12)$$

Член  $I_m R'$  является амплитудой выходного напряжения. Наибольшая возможная величина данного напряжения будет при очень большой величине сопротивления нагрузки. При этом нагрузочная характеристика почти горизонтальна и величина выходного напряжения стремится к  $U_{a-}$ . Следовательно, максимальная теоретически возможная величина коэффициента полезного действия для усилителя с параллельным питанием или с трансформаторным выходом будет:

Максимальный теоретический  $\eta_a = 1/2 \cdot 100\% = 50\%$ .

Чтобы достичь такой величины, сопротивление нагрузки должно быть бесконечно велико. Это получится при мощности на выходе, равной нулю. Практические значения коэффициента полезного действия находятся в пределах от 5 до 25%.

Произведение  $I_m R'$  в лучевых тетрадах и пентодах можно получить больше, чем в триодах, работающих при равном анодном напряжении. Поэтому коэффициент полезного действия пентодов и

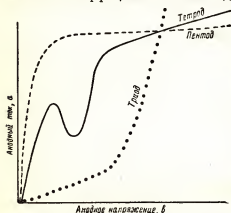


Рис. 6-9. Идеализированные характеристики триода, пентода и лучевого тетрода.

лучевых ламп несколько выше, чем к.п.д. триодов.

Для цепей с последовательным питанием наибольшей возможной величиной амплитуды выходного напряжения равна  $U_a/2$ . Подстановка этой величины в (6-12) даст наибольшее теоретически возможное значение к.п.д. (25%).

## 6-7. Определение коэффициента нелинейных искажений

Для того чтобы определить, имеются ли нелинейные искажения в мощном усилителе, можно построить импульсы выходного тока или напряжения по динамической характеристике и затем обычным методом разложить их на гармонические составляющие. Однако можно избежать построения импульсов анодного тока лампы и определить амплитудные значения гармоник непосредственно из динамической характеристики.

Уравнение динамической характеристики лампы в области, прилегающей к рабочей точке, может быть написано в виде ряда Тейлора. Независимым переменным является напряжение на сетке, отсчитываемое от напряжения в рабочей точке. Такое уравнение будет иметь следующий вид:

$$i_a = a_0 + a_1 u_c + a_2 u_c^2 + a_3 u_c^3 + a_4 u_c^4 + \dots, \quad (6-13)$$

где  $a_0 = I_a$ , так как  $I_a$  — значение тока  $i_a$  в рабочей точке, т.е. при  $u_c = 0$ .



Дифференцируя, получим следующие значения коэффициентов ряда:

$$a_1 = \frac{\partial i_a}{\partial u_c} = S;$$

$$a_2 = \frac{\partial^2 i_a}{\partial u_c^2} = \frac{1}{2!} \cdot \frac{\partial S}{\partial u_c};$$

$$a_3 = \frac{\partial^3 i_a}{\partial u_c^3} = \frac{1}{3!} \cdot \frac{\partial^2 S}{\partial u_c^2},$$

и т.д.

Коэффициент  $a_1$  равен крутизне динамической характеристики, а коэффициент  $a_2$  пропорционален скорости изменения крутизны.

Ограничиваясь в (6-13) первыми двумя членами, получаем линейную аппроксимацию; ограничиваясь тремя первыми членами ряда, получаем приближенное уравнение динамической характеристики в виде суммы прямой линии и параболы. Для получения лучшей аппроксимации следует учесть члены высших порядков. Если напряжение, приложенное к сетке, имеет форму

$$u_c = U_{mc} \cos \omega t, \quad (6-14)$$

то

$$i_a = I_a + a_1 U_{mc} \cos \omega t + a_2 U_{mc}^2 \cos^2 \omega t + a_3 U_{mc}^3 \cos^3 \omega t + a_4 U_{mc}^4 \cos^4 \omega t + \dots$$

Используя известные тригонометрические соотношения для кратных углов и группируя коэффициенты подобных членов, получаем следующий ряд:

$$i_a = I_a + A_0 + A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\omega t + A_3 \cos 3\omega t + A_4 \cos 4\omega t + \dots \quad (6-15)$$

Детальный анализ уравнения (6-15) показывает, что нелинейность динамической характеристики обусловлена постоянной составляющей  $A_0$  и низшими гармониками. Это объясняется тем, что гармоники высших порядков имеют малые величины амплитуд, так как при разложении в ряд ламповых характеристик, имеющих обычно форму, близкую к параболе, коэффициенты высших порядков малы. Гармониками выше четвертой обычно можно пренебречь, не внося заметной ошибки.

Если известны пять постоянных коэффициентов в уравнении (6-15), то могут быть написаны пять уравнений для тока  $i_a$  для пяти различных моментов периода, а по нагрузочной прямой, приведенной на рис. 6-10, можно непосредственно определить пять значений тока, соответствующих этим пяти моментам. Данные значения тока отмечены на нагрузочной прямой цифрами от 1 до 5 и соответствуют:

- 1)  $\omega t = 0$ , когда  $i_a$  и напряжение на сетке максимальны;
- 2)  $\omega t = \pi/3$ , при этом  $i_a = I_a$  и напряжение на сетке равно половине максимального;
- 3)  $\omega t = \pi/2$ , при этом  $i_a = I_a$  и напряжение на сетке равно нулю;

4)  $\omega t = \frac{2\pi}{3}$ , при этом  $i_a = I_a$  и напряжение на сетке отрицательно и по величине равно половине максимального напряжения;

5)  $\omega t = \pi$ , при этом  $i_a = I_{a \min}$  и напряжение на сетке имеет максимальное отрицательное значение.

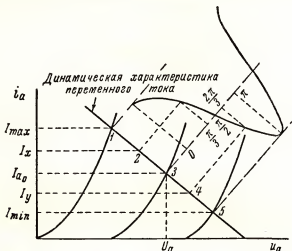


Рис. 6-10. Определение коэффициента нелинейных искажений по динамической характеристике.

Подстановка этих величин в уравнение (6-15) дает пять уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \omega t = 0; \quad I_m &= I_a + A_0 + A_1 + A_2 + A_3 + A_4; \\ \omega t = \frac{\pi}{3}; \quad I_x &= I_a + A_0 + \frac{A_1}{2} - \frac{A_2}{2} - A_3 - \frac{A_4}{2}; \\ \omega t = \frac{\pi}{2}; \quad I_a &= I_a + A_0 - A_2 + A_4; \\ \omega t = \frac{2\pi}{3}; \quad I_y &= I_a + A_0 - \frac{A_1}{2} - \frac{A_2}{2} + A_3 - \frac{A_4}{2}; \\ \omega t = \pi; \quad I_{\min} &= I_a + A_0 - A_1 + A_2 - A_3 + A_4. \end{aligned} \right\} \quad (6-16)$$

Решая уравнения (6-16), получим следующие значения амплитуд различных гармоник:

$$A_0 = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{6} + \frac{I_x + I_y}{3} - I_a; \quad (6-17)$$

$$A_1 = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{3} + \frac{I_x - I_y}{3}; \quad (6-18)$$

$$A_2 = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{4} - \frac{I_a}{2}; \quad (6-19)$$

$$A_3 = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{6} - \frac{I_x - I_y}{3}; \quad (6-20)$$

$$A_4 = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{12} - \frac{I_x + I_y}{3} + \frac{I_a}{2}. \quad (6-21)$$

Сумма  $A_0$  и  $I_a$  представляет среднее значение тока при наличии сигнала

$$I_{a_1} = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{6} + \frac{I_x + I_y}{3}. \quad (6-22)$$

Эта величина необходима для подсчета мощности, потребляемой в анодной цепи при наличии сигнала.

Величины коэффициентов гармоник определяются как отношение амплитуды гармоники к основной составляющей:

$$D_2 = \frac{A_2}{A_1} 100\%; \quad D_3 = \frac{A_3}{A_1} 100\%.$$

Общие нелинейные искажения определяются как отношение эффективного значения всех гармоник к эффективному значению основной составляющей:

$$D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \dots} \quad (6-23)$$

В триоде обычно преобладают искажения по второй гармонике. Если пренебречь более высокими гармониками, то уравнение (6-15) принимает вид:

$$i_a = I_a + C_0 + C_1 \cos \omega t + C_2 \cos 2 \omega t.$$

Используя три значения тока для трех моментов времени, получаем следующие значения коэффициентов ряда:

$$C_0 = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{4} - \frac{I_a}{2}; \quad (6-24)$$

$$C_1 = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{2}; \quad (6-25)$$

$$C_2 = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{4} - \frac{I_a}{2}. \quad (6-26)$$

Эти соотношения позволяют значительно быстрее найти величину нелинейных искажений, чем формулы (6-17) и (6-21), при условии, что гармониками выше второй можно пренебречь. Данное приближение неприменимо для тетродов и пентодов, где обычно преобладает третья гармоника. В таком случае следует использовать уравнения (6-17)–(6-21).

Взяв соответствующее количество значений тока на динамической характеристике, можно найти амплитуды любого числа гармоник.

*Пример.* Найти амплитуды основной слагающей и гармоник для лучевого тетрода, характеристики которого приведены на рис. 6-11.

$U_a = 250$  в;  $U_c = 10$  в; приведенная величина нагрузки  $R = 2500$  ом;  $R_{\text{н}} = 0$ . Переменное напряжение на сетке синусоидально, амплитуда его равна 10 в.

Нагрузочная прямая для постоянного тока будет вертикальной линией, идущей из точки  $U_a = 250$  в;  $Q$  — точка пересечения этой линии с характеристикой  $U_c = -10$  в.

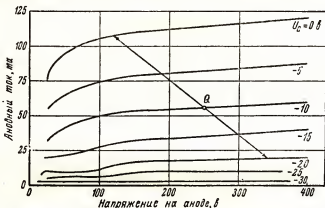


Рис. 6-11. Семейство статических характеристик и нагрузочная характеристика лучевого триода.

Непосредственно из нагрузочной характеристики получаем следующие значения токов:

$$I_{\max} = 107,5 \text{ ма}; \quad I_x = 80 \text{ ма};$$

$$I_{\min} = 19 \text{ ма}; \quad I_y = 37 \text{ ма}.$$

Откуда:

$$A_0 = \frac{107,5 + 19}{6} + \frac{80 + 37}{3} - 56 = 4,1 \text{ ма};$$

$$A_1 = \frac{107,5 - 19}{3} + \frac{80 - 37}{3} = 43,8 \text{ ма};$$

$$A_2 = \frac{107,5 + 19}{4} - \frac{56}{2} = 3,6 \text{ ма};$$

$$A_3 = \frac{107,5 - 19}{6} - \frac{80 - 37}{3} = 0,45 \text{ ма};$$

$$A_4 = \frac{107,5 + 19}{12} - \frac{80 + 37}{3} + \frac{56}{2} = -0,5 \text{ ма};$$

Коэффициенты гармоник:

$$D_2 = \frac{3,6}{43,8} \cdot 100\% = 8,2\%;$$

$$D_3 = \frac{0,45}{43,8} = 1\%;$$

$$D_4 = \frac{0,5}{43,8} = 1,1\%.$$

## 6-8. Искажения, обусловленные комбинационными частотами

Если имеется нелинейная динамическая характеристика, то при подаче на вход мощного усилителя сложных колебаний в выходном сигнале возникают колебания новых, комбинационных частот, являющиеся суммой или разностью различных частот составляющих входного сигнала.

Положим для простоты, что входной сигнал, состоящий из колебаний двух частот,

$$U_c = U_{mc_1} \cos \omega_1 t + U_{mc_2} \cos \omega_2 t, \quad (6-27)$$

подается на вход усилителя, динамическая характеристика которого достаточно точно аппроксимируется тремя первыми членами ряда (6-13).

Тогда

$$i_a = I_a + a_1 U_c + a_2 U_c^2,$$

и анодный ток будет:

$$\begin{aligned} I_a + a_1 (U_{mc_1} \cos \omega_1 t + U_{mc_2} \cos \omega_2 t) + \\ + a_2 (U_{mc_1} \cos \omega_1 t + U_{mc_2} \cos \omega_2 t)^2. \end{aligned} \quad (6-28)$$

Открывая скобки и используя соотношения

$$\cos^2 x = \frac{1}{2} + \frac{\cos 2x}{2},$$

$$\cos x \cos y = \frac{1}{2} [\cos (x + y) + \cos (x - y)],$$

можно привести (6-28) к следующему виду:

$$\begin{aligned} i_a = I_a + \frac{a_1}{2} (U_{mc_1}^2 + U_{mc_2}^2) + a_1 U_{mc_1} \cos \omega_1 t + a_1 U_{mc_2} \cos \omega_2 t + \\ + a_2 U_{mc_1} U_{mc_2} \cos (\omega_1 + \omega_2) t + a_2 U_{mc_1} U_{mc_2} \cos (\omega_1 - \omega_2) t + \\ + \frac{a_2}{2} U_{mc_1}^2 \cos 2\omega_1 t + a_2 U_{mc_2}^2 \cos 2\omega_2 t. \end{aligned} \quad (6-29)$$

Таким образом, анодный ток содержит как колебания частот, содержащихся во входном сигнале, так и колебания частот, равных сумме и разности этих частот, а также вторые гармоники колебаний входного сигнала. При наличии большего числа гармонических составляющих во входном сигнале и при более сложной форме переходной динамической характеристики выходной сигнал будет содержать еще большее количество колебаний дополнительных частот. Однако уже приведенный простой пример достаточно показателен. Все колебания дополнительных частот содержат коэффициент  $a_2$  и появляются только вследствие нелинейности динамической характеристики. Обычно эти искажения сигнала колебаний малы, однако они реально существуют и могут быть обнаружены с помощью анализатора гармоник. В звуковых усилителях они проявляются в виде фона.

## 6-9. Выбор оптимальной величины нагрузки

Режим работы лампы в усилителе мощности определяется приложенным анодным напряжением, величиной мощности, рассеиваемой анодом, напряжением на сетке и допустимой величиной искажений на выходе. При выполнении условий  $R' = R_l$ , т.е. при сопротивлении нагрузки, равном внутреннему сопротивлению лампы, выходная мощность будет максимальной, однако искажения также будут велики. Если допустимые искажения должны быть малы, сопротивление нагрузки обычно приходится брать значительно большим, чем  $R_l$ . В тетрадах и пентодах для получения малых искажений сопротивление нагрузки должно быть значительно меньше  $R_l$ .

Величина допустимых искажений зависит от назначения усилителя. Для звукового сигнала считается допустимой величина коэффициента нелинейных искажений 5%.

Для прецизионной аппаратуры допустимая величина искажений несколько меньше.

При выборе режима работы лампы прежде всего должна быть вычерчена линия максимально допустимой мощности рассеяния на аноде. Эта линия представляет гиперболу.

$$U_a I_a = \text{const} = K, \quad (6-30)$$

где  $K$  — допустимая величина мощности на аноде лампы рассеяния.

Если выходной трансформатор или цепь параллельного питания обладают ничтожно малым сопротивлением по постоянному току, уравнение (6-30) приводится к виду:

$$U_a I_a = K.$$

Точка  $Q$  должна лежать на этой гиперболе или ниже, чтобы в режиме покоя мощность рассеяния не превосходила допустимой величины. Точка  $Q$  обычно соответствует максимально допустимому значению  $U_a$  для выбранной лампы.

После того, как точка  $Q$  выбрана, величина сопротивления нагрузки может быть подобрана экспериментально с помощью измерений выходной мощности и амплитуд гармоник. Может быть также применен графический метод; этот метод разобран ниже, применительно к усилителям класса  $A$ .

После определения точки  $Q$  должна быть выбрана величина  $I_{\min}$  так, чтобы рабочий участок характеристики не захватывал слишком малых значений анодного тока, при которых ламповые характеристики имеют резко выраженную нелинейность. Горизонтальная линия, проведенная на семействе анодных характеристик на уровне  $I_{\min}$ , ограничивает рабочие участки характеристик. Другой границей для усилителей класса  $A$  является характеристика  $U_c = 0$ .

На рис. 6-12, *a* проведены линии допустимой мощности рассеяния  $U_a I_a = 12 \text{ вт}$  и линия  $I_{\min} = 12 \text{ ма}$ .

Линия  $i_a = I_{\min}$  проходит через точку, при которой  $U_c$  равно удвоенному значению  $U_c$  в точке  $Q$  (точка  $A$  на графике). Через эту

точку и точку  $Q$  проведена нагрузочная прямая, доходящая до характеристики  $U_c = 0$ . Такое сопротивление нагрузки обеспечивает максимальное, или близкое к нему, значение выходной мощности, но искажения могут и превышать заданную величину. Нагрузочная характеристика на рис. 6-12, а соответствует сопротивлению нагрузки 2300 ом.

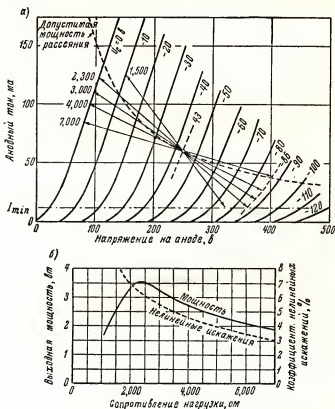


Рис. 6-12. Нагрузочные характеристики при различных величинах сопротивления нагрузки. Липа 2А3, допустимая мощность рассеяния 15 вт (а). Зависимость выходной мощности и коэффициента нелинейных искажений от сопротивления нагрузки (б).

Следует провести нагрузочные характеристики для других значений сопротивления нагрузки выше и ниже первоначально взятой величины. Для каждой величины сопротивления нагрузки следует найти выходную мощность и величину искажений, полагая, что на сетку подано синусоидальное напряжение, при положительном максимуме которого  $U_c = 0$ , при отрицательном максимуме  $i_a = I_{\min}$ .

Результаты расчетов сведены в табл. 6-1.

Определение оптимальной величины сопротивления нагрузки для триода  
(рис. 6-12, а)

Сопротивление нагрузки, $\Omega$	$I_{a\max}$	$I_{a\min}$	$I_x$	$I_y$	$A_1$	$I_{a0},$	$P,$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$\Sigma D_k$
	мА					мА	Вт	%			
1500	126	12	93	33	58	41	2,5	7,8	-1,7	-0,9	8
2300	123	12	90	33	56	39,6	3,6	6,7	-0,9	-0,5	6,8
3000	111	19	95	38	46,7	33	3,3	5,3	-0,7	—	5,3
4000	100	27	80	43	36,7	25,9	2,7	4,8	—	0,9	4,9
7000	85	38	72	49	23,3	16,5	1,9	3	—	—	3

На рис. 6-12, б приведены зависимости выходной мощности и общей величины искажений от сопротивления нагрузки для триода. Пользуясь этими графиками, можно выбрать величину сопротивления нагрузки, позволяющую получить наибольшую мощность при заданной величине искажений. Для триода, характеристики которого приведены на рис. 6-12, а, такая величина сопротивления нагрузки равна 3500  $\Omega$ . При этом искажения равны 5% и в основном обусловлены второй гармоникой. При большем сопротивлении нагрузки искажения будут еще меньше.

Если величина искажений не существенна, сопротивление нагрузки может быть взято равным 2300  $\Omega$ , что обеспечивает, в данном режиме и при данной амплитуде сигнала, максимум выходной мощности. Выходная мощность увеличивается с увеличением анодного напряжения и амплитуды входного сигнала. Например, рассматриваемый триод при  $U_c = -60$  в,  $U_a = 315$  в и сопротивлении нагрузки 5200  $\Omega$  отдает выходную мощность 4,1 вт при искажениях 5%.

Рис. 6-13 иллюстрирует методику графического расчета режима работы лучевого тетрода. Для ламп этого типа, после выбора точки  $Q$ , аналогичному выбору точки  $Q$  для триода, проводится первая нагрузочная характеристика, причем эта линия пересекает анодную характеристику при  $U_c = 0$  приблизительно в точке перегиба. Остальные нагрузочные линии проводятся затем так, чтобы они пересекали характеристику  $U_c = 0$  по обе стороны точки перегиба. Для каждой нагрузочной характеристики подсчитывается выходная мощность и искажения. Результаты расчетов для рассматриваемого тетрода сведены в табл. 6-2 и показаны на рис. 6-13, б. Построенный график показывает наличие минимума искажений при определенном значении сопротивления нагрузки. Для данной лампы эта величина сопротивления нагрузки равна 3800  $\Omega$ , при выходной мощности 7 вт и искажениях 7%. Наличие минимума искажений обусловлено отсутствием второй



гармоники при определенном значении сопротивления нагрузки, когда

$$I_{\max} + I_{\min} = 2I_a;$$

точка  $Q$  делит отрезок нагрузочной линии между  $I_{\max}$  и  $I_{\min}$  пополам.

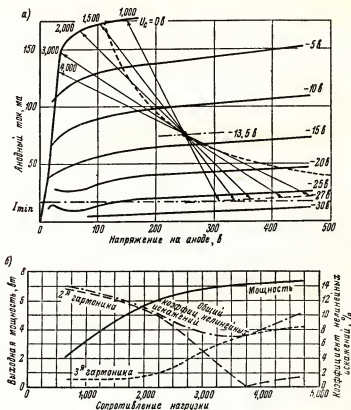


Рис. 6-13. Нагрузочные характеристики для различных значений сопротивления нагрузки. Тетрод 6JL6, допустимая мощность рассеяния 19 вт (а).

Зависимость выходной мощности от сопротивления нагрузки (б).

Расчет показывает, что для данной лампы это соответствует сопротивлению нагрузки 3800 ом,  $I_{\max} = 132$  ма;  $I_{\min} = 20$  ма.

Выбор величины нагрузки, соответствующей максимуму выходной мощности, если не принимать во внимание искажения, для тетродов достаточно произволен. Для рассматриваемого тетрода в заданном режиме увеличение сопротивления нагрузки выше 4000 ом дает незначительное увеличение выходной мощности. При сопротивлении нагрузки 4000 ом максимальное напряжение на нагрузке равно 440 в, при даль-

нейшем увеличении сопротивления нагрузки это напряжение стремится к 500 в.

Таблица 6-2

Определение оптимальной величины сопротивления нагрузки для тетрода (рис. 6-13, а)

Сопротивление нагрузки, ом	$I_{b\max}$	$I_{b\min}$	$I_x$	$I_y$	$A_1$	$I_{b0}$	$P$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$\Sigma D_k$
	мА					мА	вт	%			
1000	176	17,5	125	42	80,5	57	3,3	13	-1,1	-2	13,2
1500	172	17,5	122	42	78,2	55,3	4,6	12,2	-1,2	-1,1	12,3
2000	166	18	120	43	75,0	58	5,6	10,7	-1,4	-1,3	10,9
3000	147	19	117	43	67,4	47,6	6,8	5,2	-5	-2,2	7,6
4000	131	20	113	44	60	42,4	7,2	-0,4	-7,5	-2,8	8

При низких анодных напряжениях ток экранирующей сетки в тетроде будет очень велик. Следовательно, применение больших сопротивлений нагрузки может привести к перегрузке цепи экранной сетки и увеличению мощности рассеяния на ней выше допустимой величины. По этой же причине анодное напряжение никогда не следует уменьшать до слишком малой величины или снимать его, не сняв предварительно напряжения на экранирующей сетке. Мощность рассеяния на экранирующей сетке легко может достигнуть величины, при которой витки сетки расплавляются.

## 6-10. Линейки для расчета искажений

Если известно, что превалирует вторая гармоника, как обычно бывает в триодах, то для определения амплитуды второй гармоники при данном положении точки  $Q$  и напряжении раскачки может быть использована специальная расчетная линейка.

Полагая, что  $x$  максимально допустимая величина коэффициента второй гармоники (в процентах), на основании (6-25) и (6-26) можно написать:

$$\frac{x}{100} = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 2 I_a}{2 (I_{\max} - I_{\min})},$$

откуда

$$\frac{I_{\max} - I_a}{I_b - I_{\min}} = \frac{1 + 0,02 x}{1 - 0,02 x}.$$

Если желательно получить искажения не выше 5% при амплитуде колебаний на сетке, когда крайняя верхняя точка нагрузочной прямой находится на характеристике  $U_c = 0$ , то правая часть приведенного выше выражения должна быть равна 11/9, и изменение анодного тока

от  $I_a$  до  $I_{\max}$  должно составлять  $11/9$  изменения анодного тока от  $I_a$  до  $I_{\min}$ .

Линейка вычерчивается, как показано на рис. 6-14, причем расстояние слева от нуля должно составлять 11 единиц, а справа от нуля 9 единиц. Если линейку приложить к нагрузочной прямой, так что 0 будет находиться в точке  $Q$ , и поворачивать, пока крайняя левая точка

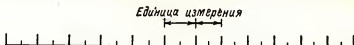


Рис. 6-14. Линейка для выбора рабочего участка нагрузочной характеристики при заданной величине нелинейных искажений.

не попадет на характеристику, соответствующую  $U_c = 0$ , а крайняя правая точка на характеристику  $U_c = 2U_c$ , затем провести под этим углом нагрузочную прямую, то точка  $Q$  будет делить ее в отношении  $11/9$  и искажения будут равны 5%.

### 6-11. Двухтактный усилитель

Нередко требуемая выходная мощность превышает мощность, которая может быть получена от данной лампы. Для увеличения выходной мощности можно соединить параллельно две или больше ламп. Однако лучше использовать двухтактную схему, работа в которой две лампы могут обеспечить выходную мощность, большую чем удвоенная мощность одной лампы и с меньшими искажениями.

Искажения в случае применения триода обусловлены в основном второй гармоникой, и так как в двухтактном усилителе четные гармоники уничтожаются, эта схема позволяет получить большую выходную мощность при заданной величине искажений. При использовании пентода, или лучевого тетрода, увеличение сопротивления нагрузки увеличивает выходную мощность, но одновременно увеличиваются и нелинейные искажения, обусловленные в основном второй гармоникой. Двухтактная схема, уничтожая вторую гармонику, делает возможной получение большей выходной мощности при заданных искажениях.

Дополнительное преимущество двухтактной схемы заключается в уничтожении постоянной составляющей анодного тока, подмагничивающей сердечник трансформатора, и, следовательно, в исключении возможности его насыщения. Это обстоятельство упрощает конструкцию выходного трансформатора.

Схема двухтактного усилителя на триодах показана на рис. 6-15. Разница в схеме при применении пентодов, или лучевых тетродов, заключается только в наличии цепей питания экранирующих сеток и шунтирующих емкостей. Напряжения на управляющих сетках обеих ламп должны быть сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ . На схеме рис. 6-15 это обеспечивается трансформатором со средней точкой. В общем случае пригодна любая схема, обеспечивающая такой фазовый сдвиг в нужном диапа-

зоне частот. Несколько таких схем рассмотрено в разделе 6-19. Трансформатор вследствие высокой стоимости и ограниченного диапазона частот применяется только при необходимости значительной выходной мощности.

Так как сеточные напряжения обеих ламп находятся в противофазе, то в момент, когда анодный ток лампы проходит через максимум, ток второй лампы проходит через минимум.

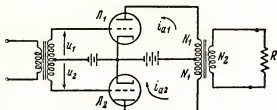


Рис. 6-15. Двухтактный усилитель.

Принцип действия двухтактной схемы поясняет рис. 6-16.

Чтобы показать фазовые соотношения в схеме, динамическая характеристика лампы 2 перевернута. Обе динамические характеристики нелинейны, и при токах  $i_{a1}$  и  $i_{a2}$  возникают различные гармоники.

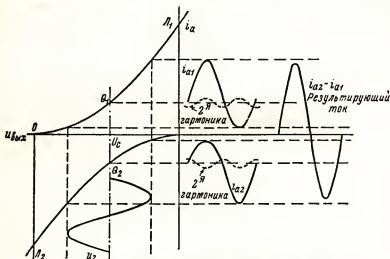


Рис. 6-16. Уничтожение гармоник в двухтактном усилителе.

Рис. 6-16 иллюстрирует свойство схемы уничтожать четные гармоники и создавать на выходе ток  $i_{a1} - i_{a2}$ , не содержащий четных гармоник.

Анализ схемы выявляет еще некоторые ее особенности. Если считать динамические характеристики обеих ламп идентичными, то на основании

соотношений, приведенных в разделе 6-7, анодный ток каждой лампы

$$i_a = I_a + a_1 u_c + a_2 u_c^2 + a_3 u_c^3 + a_4 u_c^4. \quad (6-31)$$

Если в первичной обмотке трансформатора, показанного на рис. 6-15, приложено синусоидальное напряжение, то напряжения на сетках ламп будут равны:

$$u_{c1} = U_{\mu c} \sin \omega t; \quad (6-32)$$

$$u_{c2} = U_{\mu c} \sin (\omega t + \pi). \quad (6-33)$$

Анодный ток ламп  $T_1$  и  $T_2$  равняется

$$i_{a1} = I_a + a_1 U_{\mu c} \sin \omega t + a_2 U_{\mu c}^2 \sin^2 \omega t + a_3 U_{\mu c}^3 \sin^3 \omega t;$$

$$i_{a2} = I_a + a_1 U_{\mu c} \sin (\omega t + \pi) + a_2 U_{\mu c}^2 \sin^2 (\omega t + \pi) + a_3 U_{\mu c}^3 \sin^3 (\omega t + \pi) + \dots$$

Использование известных тригонометрических соотношений позволяет привести эти выражения к виду

$$i_{a1} = I_a + B_0 + B_1 \sin \omega t - B_2 \cos 2\omega t + B_3 \cos 3\omega t - B_4 \cos 4\omega t + \dots \quad (6-34)$$

$$i_{a2} = I_a + B_0 + B_1 \sin (\omega t + \pi) - B_2 \cos 2(\omega t + \pi) + B_3 \sin 3(\omega t + \pi) + B_4 \cos 4(\omega t + \pi). \quad (6-35)$$

Выражение (6-35) может быть еще упрощено, так как

$$\sin (\omega t + \pi) = -\sin \omega t;$$

$$\cos 2(\omega t + \pi) = \cos 2\omega t.$$

Аналогичные соотношения имеются для всех четных гармоник. Следовательно, выражение для анодного тока лампы  $T_2$  можно представить в виде:

$$i_{a2} = I_a + B_0 - B_1 \sin \omega t - B_2 \cos 2\omega t - B_3 \sin 3\omega t - B_4 \cos 4\omega t. \quad (6-36)$$

Токи  $i_{a1}$  и  $i_{a2}$  в первичной обмотке выходного трансформатора направлены в противоположные стороны, и магнитодвижущая сила будет пропорциональна:

$$NI = N_1 i_{a1} - N_1 i_{a2} = N_1 (2B_1 \sin \omega t + 2B_3 \sin 3\omega t + 2B_5 \sin 5\omega t + \dots). \quad (6-37)$$

В идеальном трансформаторе напряжение вторичной обмотки будет пропорционально ампер-виткам, т.е.

$$U_2 = K (2B_1 \sin \omega t + 2B_3 \sin 3\omega t + 2B_5 \sin 5\omega t + \dots). \quad (6-38)$$

Это выражение показывает, что двухтактная схема при наличии ламп, обладающих идентичными динамическими характеристиками, обеспечивает отсутствие четных гармоник в выходном сигнале. Лампы могут работать в таком режиме и при таких сопротивлениях нагрузки, которые дают повышенную выходную мощность; применение двух-

тактной схемы обеспечивает отсутствие искажений по второй гармонике. Выходная мощность может быть приблизительно в три раза больше, чем при наличии одной лампы, причем искажения будут меньше, чем в одной нормально работающей лампе.

Как уже отмечалось выше, постоянные слагающие анодных токов не создают магнитодвижущей силы в сердечнике выходного трансформатора. Поэтому исключена возможность насыщения железа и возможно получение большей индуктивности первичной обмотки при том же объеме железа, т.е. трансформатор получается более экономичным. Пульсации выпрямителя будут также создавать компоненты, находящиеся в противофазе и, следовательно, взаимно уничтожающиеся. Таким образом, двухтактная схема допускает применение выпрямленного напряжения с большей величиной пульсации, чем это допустимо при применении одной лампы или, как часто говорят, однотактного усилителя.

## 6-12. Схема включения напряжения смещения в двухтактном усилителе

Обычно вместо батареи (см. рис. 6-15) применяется одно общее сопротивление смещения в цепи катодов. Если это смещение включено (рис. 6-17) и к нему не присоединена шунтирующая емкость  $C_K$ , тогда ток, протекающий через сопротивление  $R_K$ , будет  $i_K = i_{a1} + i_{a2}$ , а напряжение между катодом и землей будет

$$U_K = R_K (2I_a + 2B_0 - 2B_2 \cos 2\omega t - 2B_4 \cos 4\omega t + \dots). \quad (6-39)$$

Напряжения, возникающие при прохождении четных гармоник через  $R_K$ , создают между сеткой и катодом напряжение, противоположное по фазе напряжению четных гармоник, возникающих в анодной цепи. Однако, если динамические характеристики ламп не вполне идентичны, возможно появление нечетных гармоник в напряжении  $U_K$  за

счет неравенства коэффициентов  $a_3, a_5$  и т.д. Эти гармоники создают между сеткой и катодом напряжение, увеличивающее амплитуды нечетных гармоник в анодной цепи. Таким образом, если имеется вероятность того, что динамические характеристики ламп не будут вполне идентичны, то сопротивление следует шунтировать емкостью. Это особенно важно при применении лучевых тетродов и пентодов, когда нечетные гармоники велики и рассогласование ламп возможно вследствие различия напряжений на экранных сетках,

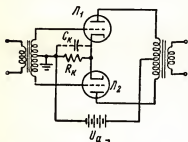


Рис. 6-17. Катодное смещение в двухтактном усилителе.

а также неизбежных в производственных условиях некоторых различий конструкций ламп и эмиссионной способности катода. Равенство компонент  $i_a$ , обычно выполняющееся на практике, не обеспечивает равенства остальных коэффициентов рядов и динамических характеристик.

Полная идентичность динамических характеристик осуществляется редко и поэтому целесообразно всегда включать шунтирующую емкость.

При наличии шунтирующей емкости напряжение смещения

$$U_c = 2I_a R_k + 2B_0 R_k. \quad (6-40)$$

Это напряжение будет постоянно, если будет мало  $B_0$ . Так как  $B_0 \approx B_2$ , точка  $Q$  будет фиксирована только в том случае, если будут малые искажения в цепи каждой лампы по второй гармонике. Данное условие обычно удовлетворяется в усилителях класса  $A$ . В этом случае

$$U_c = 2I_a R_k.$$

При работе в классе  $AB$  искажения по второй гармонике велики. Для ограничения искажений, вызываемых перемещением точки  $Q$ , приходится ограничивать амплитуду подаваемых на сетку колебаний. Большие амплитуды колебаний на сетке и большие выходные мощности возможны только при фиксированном смещении.

При работе в классе  $B$  ток  $I_a$  мал, второй член в (6-40) превалирует, и катодное смещение не применимо.

### 6-13. Эквивалентная схема двухтактного усилителя

Если считать, что двухтактный усилитель класса  $A$  работает в линейном режиме, эквивалентная схема его может быть изображена в виде,

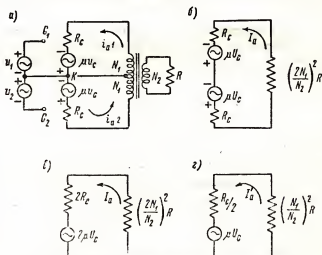


Рис. 6 18. Модификации эквивалентной схемы линейного двухтактного усилителя.

показанном на рис. 6-18. Полярность напряжений показана для той половины периода, в течение которого напряжение сетки  $C_1$  положительно. Так как мы считаем усилитель линейным, в анодных токах будут отсутствовать гармоники, и в проводе, соединяющем точку

$K$  и среднюю точку трансформатора, будет отсутствовать основная составляющая тока. Следовательно, можно считать, что для переменного тока соединительного провода нет. Соответствующая эквивалентная схема показана на рис. 6-18. Сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке трансформатора, равно

$$(2N_1/N_2)^2 R.$$

Два последовательно соединенных генератора в анодной цепи могут быть заменены одним генератором (рис. 6-18,  $\epsilon$ ). Анодный ток его

$$I_a = \frac{2\mu U_c}{2R_l + \left(\frac{2N_1}{N_2}\right)^2 R}, \quad (6-41)$$

и выходная мощность

$$P = \left[ \frac{2\mu U_c}{2R_l + \left(\frac{2N_1}{N_2}\right)^2 R} \right]^2 \left(\frac{2N_1}{N_2}\right)^2 R. \quad (6-42)$$

Легко показать, что максимум выходной мощности может быть получен при

$$2R_l = \left(\frac{2N_1}{N_2}\right)^2 R. \quad (6-43)$$

Из последнего выражения следует, что сопротивление между анодами равно удвоенному анодному сопротивлению одной лампы или последовательно соединенным анодным сопротивлениям обеих ламп.

Формула (6-42) может быть переписана в виде:

$$P = \left[ \frac{\mu U_c}{\frac{R_l}{2} + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R} \right]^2 \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R. \quad (6-44)$$

Такое выражение соответствует эквивалентной схеме, показанной на рис. 6-18,  $z$ . Эта схема соответствует одноламповому усилителю, действие которого эквивалентно действию двухтактного усилителя.

Сопротивление  $\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R$  является сопротивлением нагрузки для каждой лампы. Эквивалентная лампа на схеме 6-18,  $z$  представляет такую теоретически возможную лампу, которая, будучи поставлена в одну из ламповых панелей двухтактного усилителя, при отсутствии второй лампы, создавала бы на выходе мощность, равную выходной мощности всего двухтактного усилителя.

Разумеется, предполагается, что характеристики лампы линейны.

Уменьшение искажений при применении двухтактной схемы позволит выбрать сопротивление нагрузки, равное внутреннему сопротивлению усилителя, что даст возможность получить от двухтактного усилителя большую выходную мощность.



#### 6-14. Метод графического анализа двухтактного усилителя, основанный на использовании характеристик эквивалентной лампы

Рассмотрим простой метод графического анализа двухтактных усилителей, основанный на использовании характеристик эквивалентной лампы. Так как в выходном трансформаторе анодные токи вычитаются, анодные характеристики обеих ламп удобно расположить таким образом, чтобы анодные токи одной из ламп откладывались на оси отрицательных величин, а ее анодное напряжение отсчитывалось справа налево. Оба семейства характеристик будут расположены относительно оси нулевых значений токов, так что напряжения  $U_{a-}$  совпадут. Такое расположение характеристик для двух триодов типа 2А3, работающих при  $U_{a-} = 250$  в и  $U_{c-} = -50$  в, показано на рис. 6-19. Оси анодных напряжений расположены так, что линия  $U_{a-} = 250$  в является общей для обоих семейств характеристик. На каждой характеристике указано соответствующее результирующее напряжение на сетке, а также (в скобках) напряжение сигнала. При отсутствии сигнала режим каждой лампы определяется точкой  $Q$ , в которой анодный ток каждой лампы равен 32 ма. Так как направления токов обеих ламп в выходном трансформаторе взаимно противоположны, результирующий ток в точке  $Q$  равен нулю. При любых других значениях анодного напряжения результирующий анодный ток будет равен разности токов обеих ламп (или сумме положительного и отрицательного токов). На графике проведена пунктирная прямая линия, представляющая разность двух характеристик, соответствующих  $U_{c-} = -50$  в. Эта линия является характеристикой эквивалентной лампы  $U_{c-} = 0$ .

При напряжении сигнала 25 в для верхней лампы  $U_{c-} = -25$  в, а для нижней лампы  $U_{c-} = -75$  в. Это означает, что характеристике верхней лампы, соответствующей напряжению на сетке меньшему напряжению смещения в точке  $Q$  на  $n$  в, соответствует характеристика нижней лампы с напряжением на сетке на  $n$  в большим напряжения смещения в точке  $Q$  нижней лампы. Результирующие характеристики, представляющие при идентичных лампах прямые линии, показаны на графике пунктиром.

Эти характеристики являются характеристиками эквивалентной лампы, и их линейность указывает на незначительную величину искажений.

Результирующие характеристики могут быть построены с помощью семейства характеристик одной лампы. Можно воспользоваться, например, характеристиками  $U_{c-} = -25$  в и  $U_{c-} = -75$  в и получить верхнюю половину результирующей характеристики  $U_{c-} = +25$  в (для точки  $Q$ , соответствующей  $U_{a-} = -50$  в). Так как весь график симметричен относительно  $I_a = 0$  и  $U_{a-}$ , в построении второй половины графика нет необходимости.

На графике семейства характеристик эквивалентной лампы может быть проведена эквивалентная нагрузочная прямая, что показано на рис. 6-19 для сопротивления нагрузки эквивалентной лампы 1000 ом

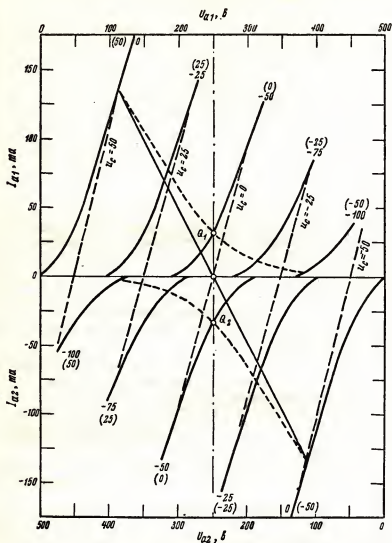


Рис. 6-19. Эквивалентные характеристики двухтактной схемы. Нагрузочная прямая характеристика соответствует сопротивлению нагрузки 1000 ом.

или для сопротивления между анодами в четыре раза большего, т.е. равного 4000 *ом*.

Рассмотренные методы расчета дают возможность определить величину искажений и выходную мощность. Результаты расчетов по изложенной выше методике приведены в следующей таблице:

$I_{\max}$	$I_{\min}$	$I_x$	$I_y$	$A_1$	$I_p, \text{ма}$	$P, \text{вт}$	$D_1$	$D_2$
<i>ма</i>						<i>%</i>		
135	—135	64	—64	133	95,4	9,1	0	1,7

Сравнение полученных результатов с данными, приведенными в табл. 6—1, показывает, что двухтактный усилитель позволяет получить от одной лампы мощность в три раза большую, чем в однотактной схеме, при малой величине искажений.

Вследствие линейности эквивалентных характеристик возможен выбор сопротивления нагрузки только с точки зрения получения требуемой выходной мощности. Измерение угла наклона эквивалентных характеристик дает величину внутреннего сопротивления эквивалентной лампы, равное  $R_i/2$ . В данном примере эта величина равна 500 *ом*. Если имеется согласование нагрузки с внутренним сопротивлением лампы, то сопротивление между анодами, которое должно быть в четыре раза больше сопротивления нагрузки эквивалентной лампы, будет равно 2000 *ом*. Эта же величина получается при расчете по формуле (6-43). Во всех приведенных выше соотношениях  $R_i$  внутреннее сопротивление одной лампы двухтактного усилителя.

Реальные нагрузочные характеристики каждой лампы, показанные на графике пунктирными линиями (короткими штрихами), проходят каждая через свою рабочую точку (точки  $Q_1$  и  $Q_2$ ). Для построения этих характеристик точки пересечения нагрузочной линии и эквивалентных статических характеристик проектируются на проходящие выше и ниже ламповые характеристики. Например, точка пересечения нагрузочной характеристики и эквивалентной характеристики  $U_{c_{\max}} = +25 \text{ в}$  соответствует работе верхней лампы при напряжении на сетке  $U_{c_{\min}} = -25 \text{ в}$ , а нижней лампы при  $U_{c_{\min}} = -75 \text{ в}$ ; при анодном напряжении, определяемом точкой пересечения нагрузочной прямой линии и эквивалентной характеристики,  $U_{c_{\max}} = +25 \text{ в}$ . Таким образом, в рассматриваемой точке верхняя лампа дает ток, равный 76 *ма*, а нижняя 11 *ма*.

Нагрузочные характеристики каждой лампы имеют явно выраженную нелинейность, указывающую на наличие нелинейных искажений в цепи каждой лампы, которые затем уничтожаются в двухтактной схеме. Для каждой из динамических характеристик (рис. 6-19)  $I_{\max} = 135 \text{ ма}$ ;  $I_{\min} = 3 \text{ ма}$ ;  $I_x = 77 \text{ ма}$ ;  $I_y = 11 \text{ ма}$ ; коэффициент нелинейных иска-

жений по второй гармонике, определенной по формуле (6-19), равен 28%.

Вследствие такой большой величины искажений в цепи каждой лампы среднее значение анодного тока может значительно отличаться от величины, определяемой точкой  $Q$ . Подстановка приведенных выше значений токов в формулу (6-22) дает среднее значение тока при наличии сигнала, равное 52,3 *ма*. Величина тока в точке  $Q$  для каждой лампы равна 32 *ма*.

Мощность, отбираемая каждой лампой от источника питания,

$$P_{in} = 250 \cdot 0,0523 = 13,1 \text{ вт.}$$

Выходная мощность, как было найдено выше, равна 9,1 *вт*, т.е. коэффициент полезного действия анодной цепи

$$\eta_a = \frac{9,1 \cdot 100\%}{26,2} = 34,8\%.$$

Так как выходная мощность каждой лампы  $9,1/2 = 4,55 \text{ вт}$ , то действительная мощность рассеяния на аноде будет много меньше допустимой величины 15 *вт*.

Если мощность рассеяния превосходит допустимую, то обычно приходится увеличивать сопротивление нагрузки, уменьшая тем самым нелинейные искажения каждой лампы.

Выходная мощность подсчитывается по эквивалентной нагрузочной прямой, а мощность, потребляемая каждой лампой, и потери в лампе — по динамической характеристике каждой лампы.

Режимы работы усилительных пентодов и лучевых тетродов могут быть рассчитаны аналогичным путем. Однако при выборе сопротивления нагрузки приходится принимать во внимание величину допустимых искажений, так как нечетные гармоники, возникающие в выходных цепях этих ламп, не уничтожаются в двухтактной схеме. Выбранная величина сопротивления нагрузки обычно является компромиссной между величиной, обеспечивающей максимальную выходную мощность, и величиной, соответствующей минимуму нелинейных искажений.

## 6-15. Двухтактный усилитель класса *AB*

При возрастании приложенного анодного напряжения и увеличении смещения рабочая точка и нижний участок характеристик па рис. 6-19 сдвигаются вправо. Нагрузочная характеристика удлиняется, и от лампы может быть получена большая выходная мощность. Каждая лампа оказывается запертой в течение части отрицательного (для данной лампы) полупериода, однако возникающие четные гармоники уничтожаются двухтактной схемой. Режим работы, при котором угол отсечки анодного тока меньше  $90^\circ$ \*, называется режимом класса *AB*. Графические методы анализа, изложенные выше, еще пригодны в этом режиме для количественной оценки.

\* Углом отсечки называется половина части периода, в течение которого лампа находится в проводящем состоянии.

Режим работы, при котором напряжение на сетках ламп в течение периода не становится положительным и сеточные токи равны нулю, называется режимом класса  $AB_1$ . При большой выходной мощности требуется большое напряжение сигнала.

Если напряжение на сетках в течение части периода становится положительным и появляются сеточные токи, то режим называется режимом класса  $AB_2$ . Усилители, питающие входную цепь каскада, работающего в режиме  $AB_2$ , должны подавать на сетки значительно большую мощность, чем в режиме  $AB_1$ , и иметь малое выходное сопротивление, если нежелательно искажение формы кривой сеточного напряжения. Сопротивление источника может быть понижено, если лампа с малым  $R_i$  присоединена к сеточной цепи через понижающий трансформатор. Трансформатор понижает напряжение в число раз, равное отношению числа витков, и сопротивление в число раз, равное квадрату отношения числа витков.

Усилители класса  $AB_1$  и  $AB_2$  позволяют получить большую выходную мощность, чем усилители класса  $A$ , но при большей величине нелинейных искажений. Постоянная составляющая анодного тока в этих режимах также велика и меняется при изменении амплитуды сигнала. Источники анодного питания должны иметь малое внутреннее сопротивление; желательно применение фиксированного смещения.

## 6-16. Двухтактный усилитель класса $B$

Рассуждения, приведенные в предыдущем параграфе, могут быть распространены и на двухтактный усилитель, работающий в режиме класса  $B$ , когда смещение в точке  $Q$  запирает лампу и основная часть нагрузочной прямой лежит в области положительных напряжений на сетке. В течение отрицательного (для данной лампы) полупериода лампа заперта, но четные гармоники уничтожаются двухтактной схемой.

Работа в режиме класса  $B$  может быть пояснена с помощью графиков (рис. 6-20). Динамическая характеристика лампы  $B$  перевернута относительно аналогичной характеристики лампы  $A$ , но оси сеточных напряжений совмещены так, что напряжения  $U_{a-}$  для обеих ламп совпадают. Величина идеализированного запирающего напряжения смеще-

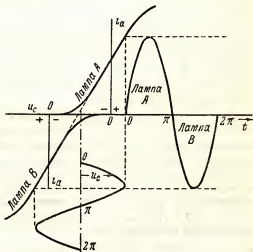


Рис. 6-20. Анализ работы двухтактного усилителя в режиме класса  $B$ .

ния  $U_{c-}$  определяется точкой пересечения спрямленных характеристик с осью абсцисс. В реальных лампах величина запирающего напряжения смещения всегда несколько больше идеализированного значения этой величины. Так как усилитель является двухтактным, эквивалентная динамическая характеристика может быть получена алгебраическим сложением анодных токов обеих ламп при ряде значений  $U_{c-}$ . Для идентичных ламп эта характеристика на всем протяжении будет почти линейной, за исключением области больших токов.

Рациональный выбор напряжения смещения позволяет избежать разрыва данной характеристики, который мог бы возникнуть. При синусоидальных напряжениях, подаваемых в противофазе на сетки ламп  $A$  и  $B$ , лампа  $A$  пропускает ток приблизительно в течение одной половины периода, а лампа  $B$  — в течение второй половины. Результирующие ток и напряжение на выходе трансформатора будут близки по форме к синусоидальному колебанию на входе. Динамическую характеристику каждой лампы стремятся получить близкой к линейной и в области положительных напряжений на сетке, так как заход в эту область позволяет увеличить выходную мощность. Искажения в сеточной цепи должны отсутствовать. При работе в области сеточных токов мощность возбуждения, потребляемая двухтактным усилителем, увеличивается, что необходимо учитывать при проектировании предыдущего каскада.

Если величина напряжения смещения на сетках ламп соответствует рис. 6-20, то сеточный ток будет протекать только в течение части периода, при мгновенных значениях напряжения на сетке, близких к положительному максимуму. Следовательно, нагрузка предварительного каскада будет резко изменяться в течение каждого полупериода, что ведет к возникновению дополнительных искажений по сеточной цепи. Поэтому многие лампы, предназначенные для работы в режиме класса  $B$ , специально конструируются таким образом, чтобы при номинальном анодном напряжении идеализированная (спрямленная по нижней части) характеристика  $i_a = f(U_c)$  пересекала ось абсцисс в точке, соответствующей  $U_c = 0$ . Сигнал создает положительное напряжение поочередно на сетках обеих ламп, и сеточная цепь представляет значительно более постоянную нагрузку.

При использовании ламп с нулевым смещением уменьшаются искажения в предварительном усилителе и отпадает необходимость в фиксированном смещении. Если нелинейные искажения должны быть малы, желательно иметь линейные динамические характеристики, так как иначе в течение некоторого времени будет работать только одна лампа, и нелинейные искажения, создаваемые лампой, не будут скомпенсированы нелинейными искажениями второй лампы.

Рис. 6-21 показывает форму тока и напряжения в цепи лампы, работающей в режиме класса  $B$  при  $U_{a-} = 150$  в. Ось нулевых значений является общей для всех измеренных величин. В рассматриваемом режиме максимум мгновенного положительного напряжения на сетке ( $U_{uc} = +20$  в) совпадает по времени с минимумом мгновенного напря-

жения на аноде ( $U_{a\min} \approx 35 e$ ). Закругленные переходы к режиму записания лампы на кривой анодного тока указывают на то, что переход происходит плавно. При использовании ламп с большим  $\mu$  разница между идеализированным и реальным запирающим напряжением смещения будет очень мала. Теоретический анализ работы усилителя в режиме класса *B* применим, если считать эквивалентную динамическую характеристику линейной при смещении на лампах, равном идеализированному. Форма тока на выходе будет синусоидальной при синусоидальном напряжении на входе. Предполагается что каждая лампа работает точно в течение половины периода (рис. 6-20).

Среднее значение анодного тока в цепи каждой лампы

$$I_{a-} = \frac{I_m}{\pi}, \quad (6-45)$$

где  $I_m$  — высота импульса анодного тока в цепи каждой лампы.

Общая величина постоянной составляющей анодного тока будет в два раза больше этой величины. Так как выходной ток синусоидален (рис. 6-20), эффективное значение переменной составляющей анодного тока будет равно:

$$I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}, \quad (6-46)$$

и общая выходная мощность

$$P_0 = \frac{I_m^2 R}{2}, \quad (6-47)$$

где  $R$  — нагрузка на одну лампу усилителя (одна четвертая часть сопротивления между анодами).

Потребляемая мощность постоянного тока

$$P_{-} = \frac{2I_m U_a}{\pi}. \quad (6-48)$$

Коэффициент полезного действия анодной цепи двухтактного усилителя в режиме класса *B* при принятых допущениях будет:

$$\eta_a = \frac{(I_m^2 R/2) 100\%}{2I_m U_a/\pi} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{I_m R}{U_a} 100\%.$$

Член  $I_m R$  представляет величину наибольшего отклонения анодного напряжения от  $U_a$ , т.е.

$$\eta_a = \frac{\pi}{4} \left( 1 - \frac{U_{\min}}{U_a} \right) 100\%. \quad (6-49)$$

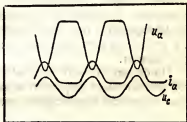


Рис. 6-21. Форма импульсов анодного тока и анодного напряжения одной лампы в режиме класса *B*.

Теоретически наименьшее значение анодного напряжения  $u_{a\min} = 0$ , следовательно, максимальное теоретическое значение коэффициента полезного действия анодной цепи двухтактного усилителя в режиме класса *B*

$$\eta_{a\max} = \frac{\pi}{4} 100\% = 78,5\%. \quad (6-50)$$

Эта цифра показывает значительное повышение коэффициента полезного действия в режиме класса *B* по сравнению с возможным коэффициентом полезного действия в режиме класса *A*, что позволяет и в реальных условиях получить большую выходную мощность от каждой лампы.

Из формул (6-45) и (6-46), полагая, что ток в анодной цепи каждой лампы имеет форму половины синусоиды, можно подсчитать выходную мощность переменного тока

$$P_0 = 2 \left( \frac{\pi I_m}{4} \right)^2 R = \frac{\pi^2 I_m^2 R}{8}, \quad (6-51)$$

где  $I_m$  — полный ток, отбираемый от источника питания двумя лампами.

При работе в режиме класса *B* потребляемая мощность будет велика только при большом сигнале, что и позволяет получить высокий коэффициент полезного действия. Мощность рассеяния должна определиться для условий, соответствующих максимуму потерь на аноде. Эти условия не являются условиями режима покоя, как в режиме класса *A*.

Мощность рассеяния на аноде:

$$P_a = \text{потребляемая мощность} - \text{выходная мощность} = U_a I_m = - \frac{\pi^2 I_m^2 R}{8},$$

где  $I_m$  — постоянная слагающая тока для двух ламп.

Дифференцируя это выражение по  $I_m$  и приравнявая результат нулю, получаем, что максимальной величине мощности рассеяния на аноде соответствует  $I_m = 4 U_a / \pi^2 R$ .

Следовательно, лампы должны иметь допустимую мощность рассеяния на аноде большую, чем

$$P_{a\max} = \frac{2 U_a^2}{\pi^2 R}. \quad (6-52)$$

При этом выходная мощность равна  $2 U_a^2 / \pi^2 R$ , т.е. коэффициент полезного действия равен 50%. Усилители класса *B* обычно применяются в тсх случаях, когда требуется большая выходная мощность при малой потребляемой мощности.

## 6-17. Расчет мощного усилителя класса *B*

Если требуется выходная мощность порядка сотен и тысяч ватт, применение режима класса *B* становится необходимым, так как только в этом режиме может быть получена такая мощность при нормальной величине нелинейных искажений и при сравнительно небольших стоимости и потребляемой мощности.



Расчет усилителя класса *B* включает выбор типа ламп на основании требуемой выходной мощности и мощности рассеяния, выбор сопротивления нагрузки и необходимой величины амплитуды напряжения сигнала  $U_{ис}$ . Величины выходной мощности, мощности рассеяния, коэффициента полезного действия и нелинейных искажений являются критерием при выборе оптимальных условий работы. Любая лампа с достаточной величиной допустимой мощности рассеяния может работать в режиме класса *B*, однако следует предпочитать лампы с высоким  $\mu$  и с нулевым запирающим напряжением. Запирающее напряжение создает нелинейность эквивалентной динамической характеристики, что приводит к появлению нелинейных искажений в области нулевой точки. Увеличенное запирающее напряжение обеспечивает лучшее воспроизведение полной неискаженной синусоиды выходного напряжения, складывающегося из полусинусоидальных импульсов отдельных ламп. Возникающее некоторое увеличение мощности рассеяния является компенсацией за малую величину нелинейных искажений. Для получения большой выходной мощности в классе *B* необходимо использовать большое переменное напряжение, при котором в интервалах, близких к амплитудному значению, будет велико положительное напряжение на сетках ламп. Вопрос о том, каким должно быть положительное напряжение может быть решен только приближенно.

На рис. 6-22 показаны кривые анодного (сплошные линии) и сеточного (короткий пунктир) токов при низких анодных напряжениях для лампы типа 805 (типичного триода с нулевым смещением). Диодная линия, проведенная на этом же графике, даст значения анодного тока для равных мгновенных значений анодного и сеточного напряжений.

Работа слева от этой линии, т.е. при  $U_a < U_c^*$ , нежелательна из-за резкого возрастания сеточного и уменьшения анодного токов. В главе 11 будет показано, что в режиме класса *C* оптимальное значение амплитуды напряжения сигнала соответствует выполнению равенства  $U_{a_{max}} = U_{c_{max}}^*$ , т.е. наибольшее положительное напряжение на сетке соответствует точке, находящейся на диодной линии. Однако в режиме класса *B* такое соотношение нежелательно, так как при этом сеточный ток резко возрастает и изменяющееся сопротивление нагрузки для предварительного усилителя увеличивает нелинейные искажения в цепи сетки. Обычно считается, что для усилителя класса *B* предельной величиной для  $U_{a_{min}}$  является напряжение в  $(1,5 + 2)$  раза большее, чем напряжение в точке, лежащей на диодной линии. На рис. 6-22 длинным пунктиром показана линия, соответствующая  $U_{a_{min}} = 2U_{c_{max}}$ . Можно видеть, что при таком соотношении из работы исключается область резкого возрастания сеточных токов. Приняв максимальное значение положительного напряжения на сетке соответствующим указанному выше равенству, будем рассматривать характери-

\* Данное равенство является приближенным, так как соотношение между  $U_{a_{min}}$  и  $U_{a_{max}}$ , при котором начинается резкое перераспределение электронного потока между анодом и сеткой, зависит от конструкции лампы и режима ее работы.

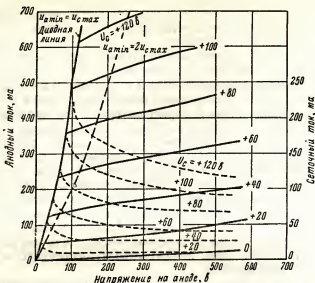


Рис. 6-22. Анодный и сеточный токи при низком анодном напряжении для лампы 805 (триод с нулевым смещением).

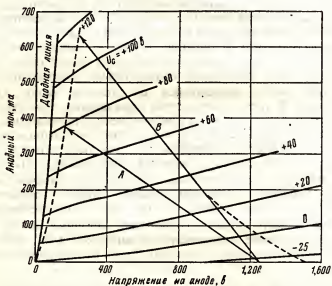


Рис. 6-23. Эквивалентные характеристики одной лампы (триод 805) усилителя, работающего в режиме класса В.

стики, приведенные на рис. 6-23, как характеристики одной лампы двухтактного усилителя. Необходимая величина сопротивления нагрузки может быть определена с помощью построения нескольких нагрузочных прямых для эквивалентной лампы. Из точки  $u_a = U_{a_{\text{max}}}$  на оси абсцисс проводится несколько наклонных прямых, соответствующих различным сопротивлениям нагрузки и различным максимальным положительным напряжениям на сетке  $u_{c_{\text{max}}}$ , как показано на рис. 6-23 для лампы 805, работающей при нулевом смещении и напряжении на аноде 1250 в. Другая половина (не показана) была использована для построения части реальной нагрузочной характеристики, проходящей через точку  $Q$ . Выше точки пересечения нагрузочной и эквивалентной характеристик обе эти характеристики совпадают, так как вторая лампа заперта.

Следующим шагом расчета после выбора  $u_{c_{\text{max}}}$  является определение сопротивления нагрузки, обеспечивающего удовлетворительную выходную мощность при допустимых величинах мощности рассеяния и среднего значения анодного тока. Например, для лампы 805 предельными являются следующие величины:  $U_{a_{\text{max}}} = 1250$  в; мощность рассеяния = 125 вт;  $U_{c_{\text{max}}} = 0$  в;  $I_{a_{\text{max}}} = 120$  ма.

На рис. 6-23 нагрузочная прямая  $A$  соответствует сопротивлению нагрузки для эквивалентной лампы 2900 ом (11600 ом между анодами реального усилителя). Нагрузочная прямая  $B$  проведена для эквивалентного сопротивления нагрузки 1600 ом (6400 ом между анодами). При использовании нагрузочной прямой  $A$  расчет дает следующие результаты:  $I_{a_{\text{max}}} = 380$  ма;  $I_{a_{\text{min}}} = 212$  ма (при  $U_c = +40$  в);  $I_x = 212$  ма;  $I_y = 380$  ма;  $U_{c_{\text{max}}} = +80$  в;  $U_{a_{\text{min}}} = 160$  в;  $I_a = 80$  ма (в действительной точке  $Q$ ).

По формуле (6-22) находим среднее значение анодного тока одной лампы при наличии сигнала:

$$I_{a_1} = \frac{I_{a_{\text{max}}} + I_{a_{\text{min}}}}{6} + \frac{I_x + I_y}{3} = \frac{0,380 + 0}{6} + \frac{0,212 + 0}{3} = 0,314 A.$$

Тогда мощность, потребляемая в анодной цепи обеих ламп от источника питания,

$$P_{in} = 1250 \cdot 0,314 \cdot 2 = 336 \text{ вт}.$$

Для определения выходной мощности находим, пользуясь формулой (6-18), эффективное значение основной слагающей анодного тока:

$$I_a = \frac{A_1}{\sqrt{2}} = \frac{\frac{0,380 - (-0,380)}{3} + \frac{0,212 - (-0,212)}{3}}{\sqrt{2}} = 0,278 A;$$

$$P_a = 0,278^2 \cdot 290 = 224 \text{ вт}.$$

Мощность рассеяния на аноде равна  $336 - 224 = 112$  вт, или 56 вт на одну лампу.

Эта мощность рассеяния значительно меньше допустимой, что указывает на возможность выбора меньшей величины сопротивления нагрузки и большей амплитуды напряжения сигнала для получения большей выходной мощности (когда соответственно возрастает и мощность потерь).

Выбирая нагрузочную линию  $B$ , соответствующую сопротивлению нагрузки эквивалентной лампы  $1600 \text{ ом}$ , получаем:  $I_{\max} = 630 \text{ ма}$ ;  $I_x = 335 \text{ ма}$  (при  $U_c = +57,5 \text{ в}$ );  $I_y = 335 \text{ ма}$ ;  $I_{\min} = -630 \text{ ма}$ ;  $U_{c\max} = +115 \text{ в}$ .

Среднее значение анодного тока одной лампы при наличии сигнала

$$I_a = \frac{0,630 + 0}{6} + \frac{0,335 + 0}{3} = 0,216 \text{ А}$$

[по формуле (6-22)]. Эта величина немного превосходит допустимую, но может при необходимости быть уменьшена за счет небольшого уменьшения максимального напряжения на сетке.

Потребляемая обеими лампами мощность  $P = 1250 \cdot 216 \cdot 2 = 540 \text{ вт}$ .

Основная составляющая анодного тока

$$I_a = \frac{A_1}{\sqrt{2}} = \frac{\frac{0,630 - (-0,630)}{3} + \frac{0,335 - (-0,335)}{3}}{\sqrt{2}} = 0,455 \text{ а},$$

отсюда мощность на выходе эквивалентной лампы

$$P = 0,455^2 \cdot 1600 = 332 \text{ вт}.$$

Мощность рассеяния равна  $540 - 332 = 208 \text{ вт}$ , или  $104 \text{ вт}$  на одну лампу.

Расчет дает удовлетворительные результаты, хотя сопротивление нагрузки желательно было бы (для понижения среднего значения анодного тока до допустимой величины) несколько увеличить. Таким образом, основные данные усилителя следующие:  $U_a = 1250 \text{ в}$ ;  $U_{c\max} = +115 \text{ в}$ ;  $U_c = 0$ ;  $R = 1600 \text{ ом}$ ;  $R' = 6400 \text{ ом}$  между анодами.

Коэффициент полезного действия анодной цепи

$$\eta_a = \frac{332 \cdot 100\%}{540} = 61,2\%.$$

Далее по формуле (6-20) следует определить нелинейные искажения по третьей гармонике.

$$A_3 = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{6} - \frac{I_x - I_y}{3} = -0,013.$$

Как было найдено выше,  $A_1 = 2 \cdot 0,455 = 0,644 \text{ а}$ .

Коэффициент нелинейных искажений по третьей гармонике

$$D_3 = \frac{A_3}{A_1} 100\% = \frac{0,013}{0,644} 100\% = 2\%.$$

Такая величина нелинейных искажений обычно является приемлемой.

Интересно сравнить результаты, получающиеся при идеализированном и несколько уменьшенных запирающих напряжениях смещения:

Идеализированное значение запирающего напряжения	Уменьшенное напряжение смещения
$I_m = \frac{I_m}{\pi} = 205 \text{ ма};$	216 ма;
$P_0 = \frac{I_m^2 R}{2} = 317 \text{ вт};$	332 вт;
$P_m = \frac{2 I_m U_a}{\pi} = 500 \text{ вт};$	540 вт;
$P_a = 500 - 317 = 183 \text{ вт};$	208 вт;
$\eta_a = \frac{317}{500} 100\% = 64\%.$	61,2%.

Полученные теоретические соотношения дают отклонение результатов расчета от реальных значений не выше 10%. Большая ошибка получается только при определении мощности рассеяния. Это обусловлено принятым допущением, что ток в анодной цепи каждой лампы имеет форму полусинусоиды; в действительности при уменьшенном запирающем напряжении этого не происходит (рис. 6-21).

### 6-18. Мощность, потребляемая в сеточной цепи

Вследствие нелинейности характеристик форма колебания тока в цепи сетки будет искажена. Однако при правильной работе предоконечного каскада (что проверяется построением по точкам импульсов сеточного тока и расчетом необходимой входной мощности методом численного интегрирования) может быть получена правильная форма колебания сеточного тока. Мгновенное значение напряжения на сетке  $U_c = U_c + U_{vc} \cos \omega t$  (в триодах с нулевым смещением  $U_c = 0$ ). Мгновенное значение анодного напряжения определяется выражением

$$U_a = (U_a - U_{a \min}) \cos \omega t,$$

где  $U_a$  — наименьшее значение напряжения на аноде за период колебания анодного тока, соответствующее моменту времени, когда  $U_c = U_{vc}$ .

Для ряда значений  $\omega t$  величины  $u_c$  и  $u_a$  можно не считать, а соответствующие значения сеточного тока могут быть определены по сеточным характеристикам данной лампы. Для лампы, использованной в предыдущем примере, эти величины могут быть получены из кривых, приведенных на рис. 6-22, после определения соответствующих значений  $u_c$  и  $u_a$  из уравнений:

$$u_c = 0 + 115 \cos \omega t; u_a = (1250 - 230) \cos \omega t.$$

Результаты расчета сведены в табл. 6-3. Форма импульса сеточного тока, построенного по расчетным данным, показана на рис. 6-24. Мгновенные значения входной мощности могут быть подсчитаны по формуле  $P_c = U_c I_c$ ; среднее значение мощности, потребляемой в сеточной цепи, будет равно

$$P_c = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} U_c I_c d\Theta. \quad (6-53)$$

Таблица 6-3

Данные для расчета входной мощности

Параметры	$\omega t, ^\circ$						
	0	15	30	45	60	75	90
$\cos \omega t$	1	0,996	0,866	0,707	0,5	0,259	0
$U_{cm}, \text{в}$	115	111	99,6	81,4	57,5	29,7	0
$U_{am}, \text{в}$	230	265	366	528	740	986	1250
$I_c, \text{а}$	0,142	0,13	0,099	0,071	0,037	0,018	0
$U_c I_c, \text{вт}$	16,3	14,4	9,9	5,8	2,1	0,5	0
$R_{вх}, \text{ом}$	310	850	1010	1150	1560	1650	—

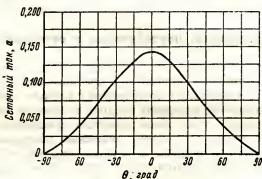


Рис. 6-24. Форма импульсов сеточного тока для лампы 805.

$$U_c = 1250 \text{ в}; u_{cm} = 115 \text{ в}; u_{am} = 230 \text{ в}.$$

Этот интеграл может быть получен графически с помощью правила трапеции. Для этого период колебания разбивается на  $n$  интервалов, длиной  $\Delta\Theta$ , причем

$$\int_{-\pi}^{+\pi} y d\Theta = \Delta\Theta (y_0 + 2y_1 + 2y_2 + 2y_{n+1} + y_n), \quad (6-54)$$

где  $y_0$  взято для  $\Theta = 0$ , а  $y_n = 0$ .

Для частного случая, когда длина интервала взята равной  $15^\circ$ , или  $\Theta = \frac{\pi}{12}$ , получаем:

$$P_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\pi}{12} (16,3 + 28,8 + 19,8 + \dots + 1 + 0). \quad (6-55)$$

Используя данные табл. 6-3, находим, что средняя величина потребляемой мощности в цепи сетки одной лампы равна  $3,4 \text{ вт}$ , или  $6,8 \text{ вт}$  для обеих ламп.

Предоконечный усилитель должен, однако, обеспечить максимальную мощность примерно  $16 \text{ вт}$  (см. табл. 6-3). Это обеспечивает лучшую форму переменного напряжения на сетках ламп выходного каскада.

Сеточная цепь выходного каскада для предварительного усилителя представляет нагрузку, средняя величина которой приблизительно  $1000 \text{ ом}$ . Это означает, что для согласования анодной цепи предварительного каскада с сеточной цепью усилителя мощности, работающего в режиме класса  $B$ , требуется понижающий трансформатор.

Так как нагрузка предварительного каскада изменяется в течение каждого периода, то желательно, чтобы предварительный усилитель работал на повышенное сопротивление нагрузки, что уменьшает нелинейные искажения отдаваемого им напряжения.

Если предварительный усилитель работает по двухтактной схеме на двух лампах  $2A3$ , дающих  $9-10 \text{ вт}$  на выходе при сопротивлении нагрузки  $2000 \text{ ом}$ , его выходной трансформатор теоретически должен иметь коэффициент трансформации  $a = 1,4:1$ . Практически же для увеличения сопротивления нагрузки в анодной цепи предварительного каскада рекомендуется использовать трансформатор с коэффициентом трансформации  $1,7:1$ .

## 6-19. Источники возбуждения двухтактных усилителей

На вход двухтактного усилителя должны быть поданы два равных по модулю и противоположных по фазе напряжения. Мощный усилитель в режиме класса  $B$  обычно получает входное напряжение от мало-мощного усилителя, работающего в режиме класса  $A$ , через согласующий трансформатор со средней точкой. При этом обеспечивается необходимый сдвиг фаз и хороший коэффициент полезного действия. Для возбуждения двухтактного усилителя в режиме класса  $A$ , во входной цепи которого не происходит потребления мощности, обычно применяются фазоинверсные схемы.

Инверсная схема преобразует одиночное напряжение в два одинаковых по величине напряжения, сдвинутых по фазе на  $180^\circ$ . Однако обычно применяющиеся простые инверсные схемы требуют специального подбора сопротивлений и корректировки влияния паразитных емкостей на высоких частотах. Настройка инверсной схемы упрощается, если не требуется одинаково хорошей балансировки ее на всех частотах, что допустимо во многих случаях.

Одна из простых схем инвертора, называемая инверсной схемой с катодной связью, показана на рис. 6-25. Входной сигнал  $U_{вх}$  подается на сетку лампы  $L_1$ . На сетку второй лампы  $L_2$  напряжение подается с общего катодного сопротивления. Сеточные напряжения будут равны

$$U_{c_{m_1}} = U_{вх} - (I_{a_{m_1}} + I_{a_{m_2}}) R; \quad (6-56)$$

$$U_{c_{m_2}} = - (I_{a_{m_1}} + I_{a_{m_2}}) R. \quad (6-57)$$

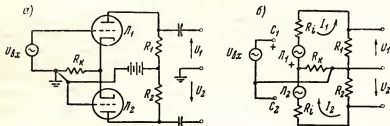


Рис. 6-25. Инверсная схема с катодной связью (а). Эквивалентная схема (б).

Для анодных цепей будут справедливы следующие уравнения:

$$\mu U_{c_{m_1}} = I_{a_{m_1}} (R_1 + R_l + R_k) + I_{a_{m_2}} R_k; \quad (6-58)$$

$$\mu U_{c_{m_2}} = I_{a_{m_2}} (R_2 + R_l + R_k) + I_{a_{m_1}} R_k. \quad (6-59)$$

Лампы  $L_1$  и  $L_2$  обычно являются половинами двойного триода и их параметры могут считаться идентичными. Так как сеточные напряжения обеих ламп не равны, то выходные напряжения также будут отличаться по величине, если соответственно не подобраны элементы схемы.

Подставим теперь выражения для сеточных напряжений в уравнения (6-58) и (6-59) и найдем токи  $I_{a_{m_1}}$  и  $I_{a_{m_2}}$ :

$$I_{a_{m_1}} = \frac{\mu U_s [R_2 + R_l (\mu + 1) R_k]}{[(R_1 + R_l) + (R_k + R_l)] [1 + (\mu + 1) R_k]} \quad (6-60)$$

$$I_{a_{m_2}} = \frac{-\mu (\mu + 1) U_s R_k}{[(R_1 + R_l) + (R_2 + R_l)] [1 + (\mu + 1) R_k]} \quad (6-61)$$

Так как выходные напряжения равны  $U_1 = I_1 R_1$  и  $U_2 = I_2 R_2$ , то отношение их амплитуд:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1 [R_2 + R_l (\mu + 1) R_k]}{(\mu + 1) R_k R_2},$$

обычно  $R_1 = R_2 = R_k$ .

Следовательно,

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{R_k + R_l}{(\mu + 1) R_k}, \quad (6-62)$$



т.е. выходные напряжения будут сбалансированы только при бесконечно большой величине  $R_k$ . Практически нетрудно добиться выполнения условия  $(\mu + 1)R_k \gg R_s + R_f$  и таким образом получить удовлетворительный баланс. Для триодов 6SN7 или 12AU7, используемых в этих схемах и имеющих  $\mu = 20$  и  $R_f = 7700 \text{ ом}$ , при  $R_1 = R_2 = R_k = 50\,000 \text{ ом}$ , разбалансировка получается не выше 5%. Если требуется более точная балансировка, нагрузочные сопротивления должны быть подобраны так, чтобы

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1 + R_1/(\mu + 1)R_k}{1 - R_1/(\mu + 1)R_k}. \quad (6-63)$$

Другой вид инверсной схемы показан на рис. 6-26. Предполагается, что лампы идентичны. Лампа  $L_1$  работает как обычный усилитель напряжения. Часть напряжения с выхода данной лампы снова усиливается, при этом получается дополнительный сдвиг фазы на  $180^\circ$ . Таким образом два выходных напряжения имеют требуемый фазовый сдвиг. Обычно  $R_1 = R_2 = R_3$ , и если  $R_1$  и  $R_2$  подобрать так, чтобы

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{A_2},$$

где  $A_2$  — коэффициент усиления второй лампы, то выходное напряжение  $U_2$  будет равно  $U_1$ , так как

$$U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} A_2 = U_2.$$

Качество работы схемы определяется точностью определения коэффициента усиления  $A_2$  и его постоянством в течение работы лампы. Некоторая неточность балансировки всегда возможна, однако вследствие высокого коэффициента усиления и простоты ее эта схема находит широкое применение.

На низких частотах дополнительный фазовый сдвиг вносят емкости  $C_1$  и  $C_2$ , так как выходное напряжение  $U_1$  снимается после прохождения сигналов одной RC-цепи, а выходное напряжение  $U_2$  снимается после прохождения сигналов двух таких цепей.

Третья инверсная схема (рис. 6-27) называется инверсной схемой с разделенной нагрузкой. Сопротивление нагрузки здесь разделено между цепями анода и катода. Эта схема требует только одной лампы. Через оба сопротивления, с которых снимается выходное напряжение, протекает один и тот же ток, благодаря чему балансировка схемы не зависит от изменения характеристик лампы. Коэффициент усиления рассматриваемой схемы мал, так как она близка к схеме катодного повторителя, и это является ее главным недостатком.

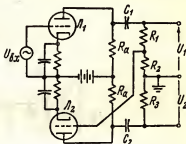


Рис. 6-26. Инверсная схема.

Уравнения выходного напряжения имеют следующий вид:

$$U_c = U_1 - I_a R_2, \quad (6-64)$$

$$\mu U_c = I_a (R_1 + R_2 + R_2) \quad (6-65)$$

и, если  $R_1 = R_2 = R$ , то коэффициент усиления

$$A = \frac{U_1}{U_s} = \frac{\mu R / (\mu + 2)}{R_1 / (\mu + 2) + R}.$$

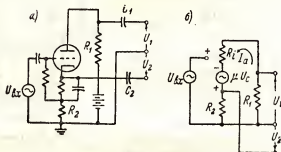


Рис. 6-27. Инверсная схема с разделенной нагрузкой (а). Эквивалентная схема (б).

При  $\mu \gg 2$  последнее выражение упрощается и приобретает вид

$$A = \frac{1}{1 + \frac{1}{S} R}. \quad (6-66)$$

Таким образом, коэффициент усиления всегда меньше единицы. Схема стабильна и характеризуется постоянством коэффициента усиления. Вследствие того, что катод находится под значительным потенциалом относительно земли, могут, как это показано в четвертой главе, возникать помехи, что ограничивает величины сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Рекомендуется выбирать эти сопротивления не выше 50 000—100 000 ом.

Во всех инверсных схемах, если требуется точная балансировка, необходимо тщательно подбирать и согласовывать емкости и сопротивления в балансируемых выходных цепях. Обычный, находящийся в пределах допуска, разброс величин в 10—20% приводит к значительной фазовой и амплитудной разбалансировке.

### Задачи

(характеристики ламп должны быть взяты из справочника)

**6-1.** Семейство анодных характеристик триода выражается уравнением:

$$I_a = 0,0012 (3,5 U_c + U_a) A.$$

Подсчитать чувствительность по мощности.

Для работы в режиме класса А определить выходную мощность, коэффициент полезного действия и мощность, потребляемую от источника питания при  $U_a = 250$  в,  $U_c = -40$  в, амплитуде напряжения сигнала 40 в и сопротивлении нагрузки 2000 ом.

**6-2.** Триод 2С4С работает в схеме, указанной на рис. 6-1, б, при  $U_a = 250$  в,  $I_a = 60$  ма.

Провести нагрузочную прямую для  $R_a = 2000$  ом, полагая индуктивность  $L$  весьма большой, сопротивление постоянному току равным 400 ом и пренебрегая емкостью  $C$ . При  $U_c = 30$  в (эффективное значение) определить выходную мощность, мощность рассеяния и коэффициент полезного действия по анодной цепи.

**6-3.** Тетрод 6П6 работает при  $U_{c1} = U_a = 250$  в,  $U_{c2} = -12$  в, амплитуда напряжения сигнала 10 в.

Определить выходную мощность, мощность рассеяния, коэффициент полезного действия анодной цепи и общую потребляемую в анодной цепи мощность, если лампа работает в схеме, указанной на рис. 6-1, а, при  $R_a = 2000$  ом.

**6-4.** Решить задачу 6-3, если лампа работает в схеме, указанной на рис. 6-1, б, при  $R_a = 2000$ , а сопротивление катушки самоиндукции  $L$  постоянному току равно 250 ом. Индуктивность  $L$  очень велика, емкостью  $C$  пренебрегаем.

**6-5.** Усилитель в режиме класса А, на тетроде 6П9 работает на нагрузку 500 ом, включенную через идеальный трансформатор с коэффициентом трансформации  $a = 3$ .

При  $U_a = 300$  в,  $U_{c1} = 150$  в,  $U_{c2} = -12,5$  в и амплитуде напряжения сигнал 125 в найти: а) выходную мощность, б) мощность рассеяния, в) коэффициент полезного действия анодной цепи  $\eta_a$ , г) коэффициент нелинейных искажений (по второй, третьей и четвертой гармоникам).

**6-6.** Определить выходную мощность, коэффициент полезного действия по анодной цепи и коэффициент нелинейных искажений по второй и третьей гармоникам для тетрода 6П6, при сопротивлении нагрузки 2500, 6000 и 10 000 ом, присоединенной к анодной цепи через идеальный трансформатор 1 : 1,  $U_a = 300$  в,  $U_{c1} = 150$  в,  $U_{c2} = -15$  в,  $I_{a\min} = 10$  ма.

**6-7.** Усилитель мощности класса А на тетроде 6П3 присоединен к нагрузке 500 ом через трансформатор, имеющий коэффициент трансформации  $a = 3$  и коэффициент полезного действия 78%.

Определить мощность рассеяния и выходную мощность в нагрузке, присоединенной ко вторичной обмотке трансформатора при  $U_a = 250$  в,  $U_{c1} = 250$  в,  $U_{c2} = -10$  в,  $U_g = 7$  в (эффективное значение).

**6-8.** Для усилителя задачи 6-7 выбрать коэффициент трансформации выходного трансформатора, обеспечивающий минимум коэффициента нелинейных искажений (с учетом второй и третьей гармоник). Коэффициент трансформации заданного трансформатора имеет следующие фиксированные значения:  $a = 1,5; 2; 2,5; 3,4; 5$ . Коэффициент полезного действия трансформатора постоянен и равен 78%.

**6-9.** Лучевой тетрод 6П6 работает при  $U_a = U_{c1} = 250$  в,  $U_{c2} = -15$  в и присоединен к нагрузке 16 ом через трансформатор с ничтожно малыми потерями.

Найти коэффициент трансформации, обеспечивающий равенство нулю второй гармоники анодного тока, при амплитуде напряжения сигнала 16 в.

Подсчитать также выходную мощность, коэффициент нелинейных искажений по 3-й гармонике, постоянную составляющую анодного тока и мощность потерь в режиме покоя и при наличии сигнала.

**6-10.** Пентод 6П9 присоединен к трансформатору, вторичная обмотка которого имеет выводы, соответствующие значениям коэффициента трансформации  $a = 10; 15; 22; 30$ . Сопротивление нагрузки, включенной во вторичную обмотку, равно 16 ом.  $U_a = U_{c1} = 250$  в,  $U_{c2} = -17,65$  в.

Пренебрегая потерями в трансформаторе и полагая  $I_{a\min} = 5$  ма, определить выходную мощность и коэффициент нелинейных искажений по второй и третьей гармоникам, при коэффициенте трансформации, обеспечивающем наибольшее значение выходной мощности.

**6-11.** Два триода 2С4С работают в двухтактной схеме в режиме класса А при  $U_a = 300$  в,  $U_c = -50$  в.

Найти величину сопротивления нагрузки, обеспечивающую наибольшую выходную мощность при амплитуде напряжения сигнала на каждой лампе 50 в и определить мощность рассеяния и коэффициент полезного действия в отсутствие сигнала.

**6-12.** Два тетрода 6П6 работают в двухтактной схеме в режиме класса АВ.  $U_a = 300$  в,  $U_{c_1} = 250$  в,  $U_{c_2} = -20$  в.

Построить эквивалентные характеристики.

Определить анодную нагрузку эквивалентной лампы.

При сопротивлении между анодами 8000 ом определить выходную мощность, коэффициент полезного действия и мощность рассеяния при напряжении сигнала 14,1 в (эффективное значение) между сеткой и землей.

**6-13.** Пентод 6П9 при требуемой величине сопротивления нагрузки 10 000 ом присоединен через трансформатор к сопротивлению нагрузки 200 ом. Коэффициент полезного действия трансформатора 82%;  $U_a = 250$  в и  $U_{c_1} = 150$  в,  $U_{c_2} = -15$  в,  $I_{a_{min}} = 5$  ма, амплитуда напряжения сигнала 15 в.

Найти: а) необходимую величину коэффициента трансформации; б) выходную мощность, выделяемую на сопротивлении нагрузки 200 ом; в) коэффициент нелинейных искажений.

**6-14.** Лампа 2С4С присоединена к сопротивлению нагрузки 8 ом через выходной трансформатор, имеющий следующие данные: коэффициент трансформации 24:1, коэффициент полезного действия 88%,  $U_a = 275$  в. В процессе работы лампы напряжение на сетке становится положительным,  $I_a$  не меньше 10 ма.

Найти: а) положение точки Q при допустимой мощности рассеяния 15 вт; б) максимально возможную, при заданных условиях, выходную мощность; в) величину  $U_{вых}$ , требуемую для (б); г) амплитуду основной составляющей анодного тока; д) коэффициент нелинейных искажений.

**6-15.** Двойной триод 6Н5С работает в двухтактной схеме, при  $U_a = 135$  в,  $U_{c_1} = -60$  в.

Построить эквивалентные характеристики и определить сопротивление нагрузки между анодами при максимуме выходной мощности.

Подсчитать для этой величины нагрузки выходную мощность в режиме класса А.

Построить динамическую характеристику для одного триода.

**6-16.** Две лампы ГУ50 используются в двухтактной схеме при  $U_a = 800$  в,  $U_{c_1} = 250$  в, напряжении смещения  $U_{c_2}$ , равному напряжению отсечки, и сопротивлению между анодами ламп 4000 ом. При наличии на входе синусоидального сигнала миллиамперметр постоянного тока, включенный в общую для обеих ламп цепь питания, показывает 300 ма.

Определить выходную мощность, к.п.д. по анодной цепи и мощность, рассеиваемую на аноде. Чему будет равна выходная полезная мощность при максимально допустимой мощности, рассеиваемой анодом каждой лампы?

**6-17.** Напряжение возбуждения подается на двухтактный усилитель от инвертора, схема которого приведена на рис. 6-25.

Определить, какой характер будут иметь искажения выходного сигнала инвертора при работе двухтактного усилителя с заходом в область положительных напряжений на сетке.

**6-18.** Двухтактный усилитель на лампе ГУ32 (двойной лучевой тетрод) работает в режиме усиления в.ч.

Рассчитать режим максимальной выходной мощности и построить импульсы тока управляющей сетки в рассчитанном режиме.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Espley, D. C.: The Calculation of Harmonic Production in Thermionic Valves with Resistive Load, *Proc. IRE*, 21:1439 (1933).
2. Preisman, A.: "Graphical Constructions for Vacuum-tube Circuits," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1943.

3. Thompson, B. J.: Graphical Determination of Performance of Push-pull Amplifiers, *Proc. IRE*, 21:591 (1933).
  4. Barton, L. E.: High Audio Power from Relatively Small Tubes, *Proc. IRE*, 19:1131 (1931).
  5. Sah, A. P-T.: Quasi Transients in Class B Audio-frequency Push-pull Amplifiers, *Proc. IRE*, 24:1522 (1936).
  6. Nottingham, W. B.: Optimum Conditions for Maximum Power in Class A Amplifiers, *Proc. IRE*, 29:620 (1941).
  7. Ryder, J. D.: "Electronic Fundamentals and Applications," Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1950.
-

## ГЛАВА СЕДЬМАЯ

### ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Принцип обратной связи, или связи выходного сигнала какого-либо устройства с его входным сигналом с целью улучшения точности соотношения «вход-выход», уже сравнительно давно применялся для регулирования процессов в разных отраслях техники. Однако четкого понимания его основ и в особенности методов его применения в электронных усилителях не существовало до тех пор, пока Х. С. Блэк (H. S. Black) не опубликовал в 1934 году статью по математическому обоснованию обратной связи и ее действия в различных схемах.

Строгая количественная теория обратной связи является основой регулирования разнородных физических процессов во многих областях науки и техники, в том числе в области разработки и проектирования сервомеханизмов, следящих систем и иных элементов автоматики устойчивых и надежных ламповых усилителей.

Вакуумная лампа сама по себе является неустойчивым электронным устройством, начальные параметры которого точно не известны. С применением отрицательной обратной связи она становится точным и управляющим инженерным инструментом.

#### 7-1. Принципы обратной связи

Коэффициент передачи или отношения выходного сигнала к входному является коэффициентом усиления  $A$ , который по определению равен:

$$A = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Если в усилитель вводится обратная связь, то блок-схема его будет иметь вид, показанный на рис. 7-1. К обычному усилителю здесь добавлена цепь, предназначенная для введения выходного напряжения усилителя, обычно измененного по амплитуде и фазе, что учитывается комплексным множителем  $\beta$ , обратно на вход. Множитель  $\beta$  определяется выражением

$$\beta = \frac{\text{напряжение обратной связи } |\theta_1|}{\text{выходное напряжение } |\theta_2|}, \quad (7-1)$$

где  $|\theta_1|$  и  $|\theta_2|$  — фазовые углы напряжения обратной связи и входного напряжения.

Полное входное напряжение усилителя при наличии обратной связи

$$U_c = U_{вх} + \beta U'_{вых}, \quad (7-2)$$

где напряжение выхода усилителя с обратной связью обозначено  $U'_{вых}$ .

Усилитель имеет внутренний коэффициент усиления  $A$ , так что  $AU_c = U'_{вых}$ .

Исключив  $U_c$  из уравнения (7.2), получим

$$U'_{вых} = (U_{вх} + \beta U'_{вых})A,$$

откуда коэффициент усиления в схеме с обратной связью будет равен

$$A' = \frac{U'_{вых}}{U_{вх}} = \frac{A}{1 - A\beta}. \quad (7-3)$$

Таким образом, коэффициент усиления усилителя изменяется в  $(1 - A\beta)$  раз, когда вводится обратная связь.

Вообще говоря,  $A$  и  $\beta$  суть величины комплексные.

В зависимости от значения модуля знаменателя в уравнении (7-3) возможны три случая:

1. Если  $(1 - A\beta) < 1$ , то коэффициент усиления  $A'$  превышает коэффициент усиления  $A$ .

Напряжение обратной связи  $\beta U'_{вых}$  добавляется к  $U_{вх}$  и увеличивает  $U_c$ . Про обратную связь тогда говорят, что она положительна, а схема регенеративна. Положительная обратная связь увеличивает коэффициент усиления, но увеличивает искажения и уменьшает устойчивость схемы и потому имеет ограниченное применение.

2. Если  $(1 - A\beta) = 0$ , коэффициент усиления становится бесконечно большим и выходное напряжение теоретически может быть получено без приложения какого-либо напряжения на вход, т.е. усилительная схема самовозбуждается и превращается в генератор. Этот случай будет изучаться в одиннадцатой главе.

3. Если  $(1 - A\beta) > 1$ , коэффициент усиления  $A'$  будет меньше  $A$ . Напряжение обратной связи  $\beta U'_{вых}$  вычитается из  $U_{вх}$  и уменьшает  $U_c$ . Про обратную связь тогда говорят, что она отрицательна, а схема дегенеративна. Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления, но зато уменьшает искажения и шумы и увеличивает устойчивость схемы.

Этот вид обратной связи и является предметом изучения в этой главе.

Знак знаменателя уравнения (7-3) очевидно зависит от способа, которым напряжение  $\beta U'_{вых}$  вводится на вход усилителя, а также от фазового угла напряжения обратной связи. Знак обратной связи

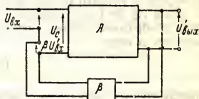


Рис. 7-1. Блок-схема системы с обратной связью.

является делом соглашения, причем пункты 1, 2 и 3, приведенные выше, формулируют общепринятые определения знака обратной связи.

Перейдем к анализу действия отрицательной обратной связи на работу усилителя и к доказательству приведенных утверждений.

Требования, относящиеся к значению выражения  $(1 - A\beta)$ , в случаях, когда оно приближается к нулю, должны быть рассмотрены особо.

## 7-2. Отрицательная обратная связь и устойчивость коэффициента усиления

Уравнение (7-2) может быть преобразовано к виду:

$$U_{вх} = U_c - \beta U_{вых}. \quad (7-4)$$

Данное уравнение устанавливает, что  $U_{вх}$  и  $-\beta U_{вых}$  были бы равны при отсутствии  $U_c$ . Если  $U_{вх}$  и часть выходного напряжения  $-\beta U_{вых}$  близки по величине, то  $U_c$  будет мало.

При этих условиях для обеспечения устойчивой работы системы необходимо, чтобы любые изменения формы сигнала или искажения были малыми.

Так как

$$U'_{вых} = AU_c,$$

то

$$U_{вх} = U_c - A\beta U_c = U_c (1 - A\beta). \quad (7-5)$$

Таким образом, при  $U_c \ll U_{вх}$  выражение  $(1 - A\beta)$  должно быть велико по сравнению с единицей.

Член  $A\beta$  называется коэффициентом обратной связи, причем подразумевается, что  $A\beta \gg 1$ .

Коэффициент обратной связи является комплексной функцией частоты, но при конструировании схемы стремятся привести его фазовый угол в рабочей полосе частот к 0 или к  $180^\circ$ .

Если  $A\beta \gg 1$ , то уравнение (7-3) для коэффициента усиления каскада с обратной связью, пренебрегая единицей в знаменателе, можно записать в виде

$$A' = -\frac{1}{\beta}, \quad (7-6)$$

откуда следует, что чисто схемными мероприятиями можно обеспечить стабильный коэффициент усиления, не зависящий от изменения параметров лампы, напряжения питания и аналогичных нестабильных факторов.

Так как  $\beta$  обычно определяется из четырехполюсника с фиксированными параметрами, то коэффициент усиления  $A'$  усилителя будет устойчивым, если эти параметры также будут устойчивыми.

Однако не всегда можно сделать  $(A\beta)$  очень большим по сравнению с единицей. Чтобы проиллюстрировать улучшение стабильности коэффициента усиления, имеющееся при введении обратной связи, необхо-



димо определить количественные изменения коэффициента  $A'$  при заданном проценте изменения  $A$ . При малом положительном изменении  $A$  согласно уравнению (7-3) получаем

$$dA' = \frac{(1 - A\beta) dA + A\beta dA}{(1 - A\beta)^2},$$

откуда

$$\frac{dA'}{A'} = \left( \frac{1}{A} + \frac{\beta}{1 - A\beta} \right) dA = \frac{1}{1 - A\beta} \cdot \frac{dA}{A}. \quad (7-7)$$

Таким образом, изменение коэффициента усиления в каскаде с обратной связью  $A'$  будет в  $1/(1 - A\beta)$  раз меньше, чем изменение внутреннего коэффициента усиления  $A$  усилителя без обратной связи.

Если  $(1 - A\beta)$  очень велико, изменение коэффициента усиления с обратной связью может быть сделано очень малым.

Это иллюстрирует стабилизирующий эффект обратной связи.

Используя отрицательную обратную связь, можно сделать многие электронные приборы точными и стабильными.

*Пример.* Дан усилитель с коэффициентом усиления  $A$  равным 20. Вводится обратная связь  $\beta = 0,25$ .

Требуется найти изменение общего коэффициента усиления, если внутренний коэффициент усиления изменяется на 10 процентов.

Здесь  $\frac{dA}{A} = 0,1$  и  $A\beta = (-20) 0,25 = -5,$

тогда  $\frac{dA'}{A'} = \frac{1}{1 + 5} 0,1 = \frac{0,1}{6} = 0,0166.$

Таким образом, при изменении внутреннего коэффициента усиления на 10% изменение коэффициента усиления в каскаде с обратной связью будет составлять только 1,66%.

Если бы собственный коэффициент усиления каскада был равен 200, так что  $A\beta = -50$ , то изменение коэффициента усиления блока с обратной связью произошло бы только на 0,00196, или 0,196%.

### 7-3. Отрицательная обратная связь и искажения

Если  $A\beta$  велико, так что коэффициент усиления  $A'$  зависит, главным образом, от  $\beta$  и если  $\beta$  не изменяется с частотой, то частотные искажения, которые могут иметь место при коэффициенте усиления  $A$ , будут уменьшены обратной связью. Фазовые искажения также будут уменьшены. Соответственно, если коэффициент  $\beta$  будет некоторой функцией частоты, то, как показывает уравнение (7-6), коэффициент усиления каскада будет изменяться с частотой как обратная функция частотной характеристики цепи  $\beta$ .

На рис. 7-2 приведены экспериментальные частотные характеристики, показывающие уменьшение частотных искажений благодаря наличию обратной связи, когда она применяется в двухкаскадном RC

усилителе, где имеется один  $RC$  четырехполосник. Из частотной характеристики усилительного каскада без обратной связи (кривая  $a$ ) следует, что коэффициент усиления для средней частоты  $1000 \text{ гц}$  равен  $35,5 \text{ дб}$ , а краевые частоты полосы пропускания:  $f_1 = 190 \text{ гц}$ ,  $f_2 = 25\,000 \text{ гц}$ . Если ввести отрицательную обратную связь около  $10\%$  ( $\beta = 0,1$ ) от выхода схемы на катод первого каскада, то получается иная частотная

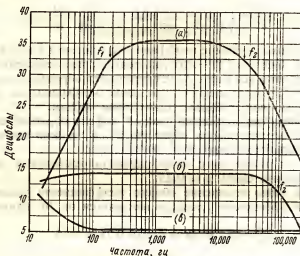


Рис. 7-2. Частотные характеристики усилителя  $RC$ -типа:  $a$  — без обратной связи;  $б$  — с обратной связью при  $\beta \approx 0,1$ ;  $в$  — то же при  $\beta \approx 0,55$ .

характеристика (кривая  $б$ ). Коэффициент усиления уменьшился здесь до  $14,3 \text{ дб}$ , но зато нижняя краевая частота полосы  $f_1$  стала меньше  $15 \text{ гц}$ , а верхняя краевая частота  $f_2$  увеличилась до  $90\,000 \text{ гц}$ .

Дальнейшее увеличение обратной связи до  $\beta = 0,55$  дает частотную характеристику (кривая  $в$ ), в которой коэффициент усиления равен только  $5,3 \text{ дб}$ , но высокочастотная граница усиливаемой полосы расширилась до  $200\,000 \text{ гц}$ , что находится уже за пределами графика. Низкочастотная граница полосы интересна тем, что на ней обнаруживается эффект регенерации. Постоянное анодное напряжение отделено от цепи обратной связи конденсатором  $C$ , включенным последовательно с сопротивлением.

На частотах ниже  $100 \text{ гц}$  фазовый сдвиг, обусловленный конденсатором  $C$ , уменьшил модуль  $(1 - A\beta)$  до величины, меньшей единицы, и коэффициент усиления увеличился. При малом  $\beta$  (кривая  $б$ ) последовательно с емкостью  $C$  было включено большое сопротивление, фазовый сдвиг цепи был мал и регенерация была не так явно выражена. В действительности некоторая регенерация имела, что видно из относительно небольшого падения кривой  $б$  в низкочастотной части характеристики.

Обратная связь уменьшает также амплитудные искажения. Коэффициент амплитудных искажений на выходе усилителя  $D$  при некоторой частоте является функцией выходного напряжения, т.е.  $D = f(U_{\text{вых}})$ , так как искажения увеличиваются с возрастанием входного и выходного напряжения.

При введении обратной связи  $D' = f(U'_{\text{вых}}) + \beta D'$ , где членами более высокого порядка можно пренебречь, имеем

$$D' = \frac{f(U_{\text{вых}})}{1 - \beta}.$$

Если же выходное напряжение в каскаде с обратной связью нужно иметь равным выходному напряжению без обратной связи, т.е. при  $U_{\text{вых}} = U'_{\text{вых}}$ , то

$$D' = \frac{D}{1 - \beta}. \quad (7-8)$$

Таким образом, коэффициент искажений на каждой данной частоте уменьшается в той же мере, как и коэффициент усиления. Искажения на других частотах должны быть рассмотрены отдельно, каждая с соответствующим значением  $\beta$  для этой частоты.

Способность отрицательной обратной связи уменьшать амплитудные искажения иллюстрирует рис. 7-3.

Кривая  $a$  изображает форму сигнала на выходе усилителя при подаче прямоугольного напряжения на вход, но без обратной связи.

Кривая  $b$  изображает форму выходного сигнала того же усилителя при наличии отрицательной обратной связи; при этом форма напряжения хорошо приближается к прямоугольной, но коэффициент усиления уменьшается.

Выходной каскад усилителя, в котором могут появиться амплитудные искажения, обычно не делается с большим коэффициентом усиления по напряжению, так как большая часть общего коэффициента усиления падает на первые каскады, работающие с малой амплитудой.

#### 7-4. Отрицательная обратная связь и шумы

Отрицательная обратная связь уменьшает и шумовые напряжения, введенные в ее цепь.

Предположим, что в усилителе имеется какой-либо источник шума, например, нить накала (рис. 7-4). Коэффициент усиления части устрой-

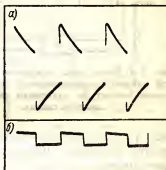
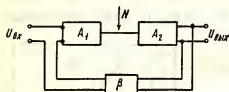


Рис. 7-3. Уменьшение искажений прямоугольного импульса при использовании отрицательной обратной связи:  $a$  — выходной сигнал при подаче на вход прямоугольной волны без обратной связи;  $b$  — то же с обратной связью.

ства до источника шумов равен  $-A_1$ , после него  $A_2$ . Шумовое напряжение источника  $N$ . Произведение  $A_1 A_2 = A$  есть общий внутренний коэффициент усиления устройства.

Выходное напряжение при наличии обратной связи



$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= A_1 A_2 U_{\text{вх}} + A_1 A_2 \beta U'_{\text{вых}} + \\ &+ A_2 N = \frac{A_1 A_2}{1 - A_1 A_2 \beta} \left( U_{\text{вх}} + \frac{N}{A_1} \right) = \\ &= \frac{A}{1 - A\beta} \left( U_{\text{вх}} + \frac{N}{A_1} \right). \quad (7-9) \end{aligned}$$

Рис. 7-4. Блок-схема усилителя с обратной связью, предназначенной для уменьшения амплитуды шумового сигнала на выходе схемы.

Из (7-9) вытекает, что общий коэффициент усиления уменьшен в  $(1 - A\beta)$  раз, как и ожидалось. Вместе с тем и выходное напряжение шума уменьшилось в  $A_1$

раз, т.е. шум дополнительно уменьшается пропорционально коэффициенту усиления части устройства, которая предшествует источнику шума.

## 7-5. Измерение коэффициента обратной связи в децибелах

Отношение выходных мощностей при наличии обратной связи и при ее отсутствии, выраженное в децибелах, и при всех прочих равных условиях является мерой обратной связи, введенной в усилитель.

При постоянстве входного сигнала

$$\text{Обратная связь (дб)} = 20 \lg \frac{U'_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}. \quad (7-10)$$

Пользуясь выведенными выше соотношениями, рассмотрим пример, иллюстрирующий работу усилителя с обратной связью.

**Пример.** Усилитель имеет собственный коэффициент усиления — 400, искажения 8%, нормальное входное напряжение 0,5 в.

Определить результаты, получаемые при введении отрицательной обратной связи, соответствующей  $\beta = 0,05$ .

Коэффициент обратной связи будет равен  $A\beta = -20$ . Коэффициент усиления уменьшается до

$$A' = \frac{A}{1 - A\beta} = \frac{-400}{1 + 20} = -19.$$

Устойчивость усиления к изменениям коэффициента усиления улучшается в 21 раз. Искажения уменьшаются до

$$D' = \frac{D}{1 - A\beta} = \frac{8\%}{21} = 0,38\%.$$

Если требуется, чтобы усилитель с обратной связью давал такую же выходную мощность, как и без обратной связи, или

$$U'_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} = A' U'_{\text{вх}},$$

то

$$U'_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} (1 - A\beta).$$

Таким образом, напряжение входного сигнала, требуемое после введения обратной связи, должно быть

$$U'_{вх} = 0,5 \cdot 21 = 10,5 \text{ в.}$$

Выходное напряжение в обоих случаях равно

$$U_{вых} = A U_{вх} = -400 \cdot 0,5 = -200 \text{ в}$$

и

$$U'_{вых} = A U'_{вх} = -19 \cdot 10,5 = 200 \text{ в.}$$

Напряжение на сетке при наличии обратной связи  $U'_c$  равняется

$$U'_c = U_{вх} + \beta U'_{вых} = 10,5 - 0,05 \cdot 200 = 0,5 \text{ в.}$$

Хотя требуемое внешнее напряжение входного сигнала увеличивается при наличии обратной связи с 0,5 до 10,5 в, собственно усилитель работает при напряжении на входной сетке в обоих случаях 0,5 в.

Это рассуждение, однако, требует оговорок: если имеются искажения, то входное напряжение  $U_c$  при введении обратной связи может сильно исказиться по форме (рис. 7-5, в). На этом рисунке фаза напряжения сетка—катод при наличии обратной связи перевернута, чтобы иллюстрировать тот факт, что кривая изменения  $U_c$  представляет разность напряжений  $U_{вх}$  и  $AU_{вых}$  (рис. 7-5, б и рис. 7-5, г).

Рассматривая кривые, приведенные на рис. 7-5, в, заключаем, что при наличии обратной связи напряжение сетка—катод имеет скачок на переднем фронте, необходимый для увеличения мгновенного выходного напряжения усилителя в этой точке, так как без обратной связи усилитель искажает передний фронт выходного сигнала из-за большого времени нарастания, что видно на кривой, указанной на рис. 7-5, а.

Если напряжение на входе усилителя в данном примере остается неизменным и равным, например 0,5 в, то напряжение на выходе будет: без обратной связи

$$U_{вых} = 0,5 (-400) = -200 \text{ в;}$$

с обратной связью

$$U'_{вх} = 0,5 (-19) = -9,5 \text{ в.}$$

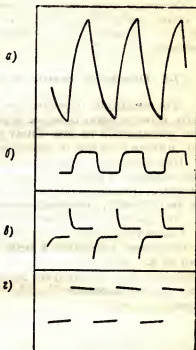


Рис. 7-5. Выходной сигнал без обратной связи (а). То же с обратной связью (б). Напряжение между сеткой и катодом при обратной связи (в). Прямоугольный входной сигнал (г).

Уменьшение выходной мощности из-за обратной связи, выраженное в децибелах, равно

$$20 \lg \frac{9,5}{200} = -20 \cdot 1,324 = -26,5 \text{ дб}.$$

Обратная связь уменьшила выходную мощность усилителя на 26,5 дб; в таком случае говорят, что в усилитель была введена обратная связь 26,5 дб. Можно также говорить, что при  $A\beta$  выходная мощность уменьшилась на 26,5 дб.

## 7-6. Основные схемы с отрицательной обратной связью

Для введения отрицательной обратной связи в усилитель может быть использовано большое количество различных схем. Однако все они распадаются на два общих класса, известных как обратная связь по напряжению и обратная связь по току.

При обратной связи первого вида напряжение, посылаемое обратно, т.е. вводимое в цепь сетки, пропорционально напряжению на выходной нагрузке. При обратной связи по току напряжение, посылаемое с выхода на вход схемы, пропорционально току, текущему через нагрузку.

Эти два типа схем дают несколько различные результаты.

Схема типа обратной связи по напряжению приведена на рис. 7-6. Напряжение, введенное в цепь сетки, представляет падение напряжений на  $R_2$ , пропорциональное выходному напряжению. Так как сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  образуют делитель напряжения  $U_{\text{вых}}$ , ток  $I_1$  определяется выражением  $U_{\text{вых}}/R_1 + R_2$  и повышение напряжения катод-сетка

$$U_c = U_{\text{вх}} + I_1 R_2 = U_{\text{вх}} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{вых}}. \quad (7-11)$$

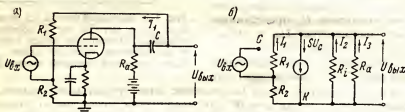


Рис. 7-6. Усилитель с обратной связью по напряжению и его эквивалентная схема.

Сопоставляя это выражение с уравнением (7-2), заключаем, что коэффициент  $\beta$  здесь равен

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (7-12)$$

и обратная связь  $A\beta$  отрицательна, так как коэффициент усиления  $A$  отрицателен.

Обычно сумма  $R_1 + R_2$  велика по сравнению с  $R_1$  и  $R_2$ , а реактивностью  $S$  пренебрегают как малой величиной. Если последнее несправедливо, то  $\beta$  будет зависеть от частоты. Для иллюстрации проанализируем схему обычным методом и с помощью уравнений обратной связи. Пренебрегая током  $I_1$ , получаем

$$S U_c = I_2 + I_3 = -U_{\text{вых}} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = -U_{\text{вых}} \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}.$$

Подставив полученные выражения в уравнение (7-11), имеем

$$A' = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-S}{(R_1 + R_2)/R_1 R_2 + S\beta} = \frac{-\mu}{R_1 + (1 + \mu\beta) R_2}. \quad (7-13)$$

Это выражение для коэффициента усиления при наличии обратной связи может быть преобразовано к виду

$$A' = \frac{-[\mu/(1 + \mu\beta)] R_2}{[R_1/(1 + \mu\beta)] + R_2}. \quad (7-14)$$

Сравнив это выражение с выражением для коэффициента усиления усилителя без обратной связи

$$A = -\frac{\mu R_2}{R_1 + R_2},$$

видим, что множители в прямых скобках уравнения (7-14) можно рассматривать как параметры  $\mu'$  и  $R_1'$  некоторой эквивалентной лампы, работающей в схеме без обратной связи.

То обстоятельство, что оба параметра уменьшаются в одно и то же число раз, показывает, что эта гипотетическая эквивалентная лампа имеет меньшее  $\mu$  и меньшее внутреннее сопротивление  $R_1$ , но неизменную крутизну  $S$ .

Таким образом, обратная связь по напряжению уменьшает внутреннее сопротивление усилителя и стремится сохранить выходное напряжение постоянным при изменениях сопротивления нагрузки.

Чтобы использовать выражение коэффициента усиления с обратной связью, необходимо подсчитать  $A$ . Пренебрегая  $R_2$ , получим

$$A = \frac{-\mu R_2}{R_1 + R_2},$$

откуда

$$A' = \frac{A}{1 - A\beta} = \frac{-\mu R_2 / (R_1 + R_2)}{1 + [\mu R_2 / (R_1 + R_2)]\beta} = \frac{-\mu R_2}{R_1 + (1 + \mu\beta) R_2}. \quad (7-15)$$

Таким образом, мы получим такие же результаты, как на основе уравнения (7-13).

На рис. 7-7 дана простая схема с обратной связью по току. Здесь напряжение обратной связи, вводимое в цепь сетки, равно  $I_a R_K$  и пропорционально току через нагрузку и только формально напряжению на нагрузке. Сеточное напряжение при этом

$$U_c = U_{вх} - I_a R_K. \quad (7-16)$$

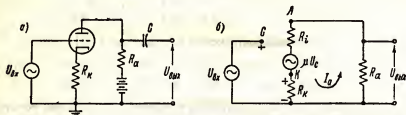


Рис. 7-7. Усилитель с обратной связью по току и его эквивалентная схема.

Выходное напряжение равно  $-I_a R_a$ ; коэффициент обратной связи

$$\beta = \frac{R_K}{R_a}. \quad (7-17)$$

Уравнение анодного тока для этой схемы имеет вид

$$I_a = \frac{\mu U_c}{R + R_K + R_a} = \frac{\mu U_{вх}}{R_i + (1 + \mu) R_K + R_a}, \quad (7-18)$$

а коэффициент усиления для усилителя с обратной связью по току (рис. 7-7)

$$A' = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-\mu R_a}{R_i + (1 + \mu) R_K + R_a}. \quad (7-19)$$

Чтобы использовать уравнения обратной связи, определим коэффициент усиления  $A$ , перенеся источник сеточного напряжения в точку  $K$ . Тогда

$$A = \frac{-\mu R_a}{R_i + R_K + R_a}. \quad (7-20)$$

При наличии обратной связи усиление

$$\begin{aligned} A' &= \frac{A}{1 - A\beta} = \frac{-\mu R_a / (R_i + R_K + R_a)}{1 - (R_K / R_a) [-\mu R_a / (R_i + R_K + R_a)]} = \\ &= \frac{-\mu R_a}{R_i + (1 + \mu) R_K + R_a}. \end{aligned} \quad (7-21)$$

Сравнение этого выражения с уравнением усиления каскада без обратной связи показывает, что обратная связь по току повышает внутреннее сопротивление до  $R_i + (1 + \mu) R_K$ .



Если оно велико сравнительно с  $R_a$ , то выходной ток будет приблизительно постоянен, независимо от нагрузки.

Катодный повторитель является одним из видов усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению.

Так как напряжение, вводимое обратно на вход,  $U_3 = I_a R_k$ , то величина входного напряжения на сетке  $U_c = U_{вх} - U_{вых}$  и  $\beta = -1$ . Большое значение  $\beta$  делает катодный повторитель очень устойчивым.

Выходное сопротивление катодного повторителя оказывается

$$Z_{вых} = \frac{[R_f/(1 + \mu)] R_k}{R_f/(1 + \mu) + R_k},$$

оно меньше, чем выходное сопротивление одной лампы, что соответствует сформулированным выше особенностям каскадов с обратной связью по напряжению.

С введением обратной связи по напряжению выходное сопротивление усилителя уменьшается и усилитель имеет тенденцию стать источником неизменного напряжения при постоянстве входного напряжения.

С введением обратной связи по току выходное сопротивление усилителя увеличивается и усилитель имеет тенденцию стать источником неизменного тока при постоянстве входного напряжения.

## 7-7. Схемы многокаскадных и двухтактных усилителей с отрицательной обратной связью

Обратная связь может быть использована и в многокаскадных усилительных схемах, если правильно учесть фазовые соотношения. В среднем диапазоне частот для схем, имеющих нечетное число каскадов, со входом по сетке и выходом по аноду фазовый угол коэффициента усиления равен  $180^\circ$ , умноженному на нечетное число, т.е. усиление отрицательно. Часть выходного напряжения вводится в сеточную цепь по цепи обратной связи, и коэффициент обратной связи будет  $-A\beta$ . Такая схема приведена на рис. 7-8.

Для схем, имеющих четное число каскадов, со входом по сетке и анодным выходом фазовый угол коэффициента усиления равен  $180^\circ$ , умноженному на четное число, т.е. усиление положительно. Тогда цепь обратной связи  $\beta$  должна перед введением напряжения обратной связи на вход обеспечить сдвиг фазы этого напряжения еще на  $180^\circ$ , что легко получается, если напряжение обратной связи ввести в цепь катода первого каскада. Подобная двухкаскадная схема показана на рис. 7-9, а. В схеме через сопротивление  $R_k$  создается также связь по току.

Схемы, указанные на рис. 7-9, б и рис. 7-9, в, иллюстрируют методы осуществления обратной связи со вторичной обмотки выходного транс-

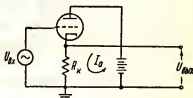


Рис. 7-8. Схема катодного повторителя.

форматора. Трансформатор входит в цепь обратной связи, причем частотные и амплитудные искажения на выходе трансформатора уменьшаются. Схема, указанная на рис. 7-9, б, дает обратную связь по току, а схема рис. 7-9, в — обратную связь по напряжению. В подобных схемах можно получить положительную и отрицательную обратную связь; нужный знак ее обеспечивается выбором полярности обмоток трансформатора.

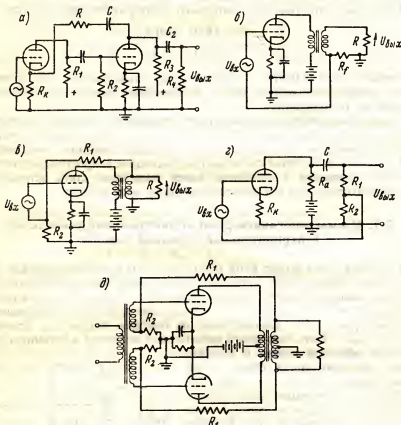


Рис. 7-9. Типовые схемы включения обратной связи.

матора. Применение трансформатора обуславливает наличие в схеме некоторого сдвига фазы, что может создать трудности, рассматриваемые в разделе 7-11.

На рис. 7-9, г приведена схема обратной связи одновременно по току и напряжению. Значение  $\beta$  определяется здесь выражением:

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_K}{R_a} = \beta_{\text{напр}} + \beta_{\text{ток}}.$$

При этом суммируются эффекты обратных связей указанных двух видов. Коэффициент усиления в этом случае равняется

$$A' = \frac{-\mu R_a}{R_i + (1 + \mu) R_k + (1 + \mu \beta_{\text{напр}}) R_a} = \frac{-[\mu / (1 + \mu \beta_{\text{напр}})] R_a}{[R_i + (1 + \mu) R_k] / (1 + \mu \beta_{\text{напр}}) + R_a} \quad (7-22)$$

Коэффициент усиления лампы уменьшается обратной связью по напряжению, и результирующее сопротивление анодной цепи путем выбора  $R_k$  и  $\beta$  может быть сделано как большим, так и меньшим, чем сопротивление без обратной связи. Таким образом, схема дает возможность изменять эквивалентное выходное сопротивление усилительного устройства.

Рис. 7-9, *г* иллюстрирует способ введения обратной связи по напряжению в двухтактном усилителе.

Обратная связь может быть осуществлена и другими способами.

### 7-8. Положительная обратная связь. Развязка

Положительную обратную связь обычно избегают применять из-за ухудшения стабильности усилителя при ее наличии. Однако в некоторых случаях положительная обратная связь по какому-либо из элементов вводится внутрь цепи отрицательной обратной связи; отрицательная обратная связь выбирается достаточной для сохранения стабильности усилителя и отсутствия его самовозбуждения. В этих случаях положительная обратная связь увеличивает коэффициент усиления и снижает выходное сопротивление, так как она вводит в систему напряжение такой фазы, которое создает в схеме отрицательное сопротивление. Если положительная обратная связь по току вводится в цепь отрицательной обратной связи по напряжению, то можно так согласовать оба типа обратной связи, что выходное сопротивление станет равным нулю.

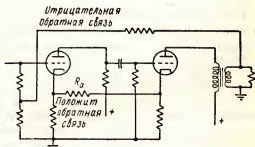


Рис. 7-10. Схема одновременного включения положительной и отрицательной обратных связей.

Простой метод введения положительной обратной связи по току внутрь цепи отрицательной обратной связи по напряжению показан на рис. 7-10, где сопротивление  $R_i$  соединяет катоды двух последовательных каскадов. Преобладающая отрицательная обратная связь подается при этом со вторичной обмотки выходного трансформатора на сеточную цепь первой лампы.

В реальных усилительных устройствах нередко имеют место «паразитные» цепи положительной и отрицательной обратной связи, образующиеся из-за электрических и магнитных связей между входными и выходными цепями, связей через общую проводку и внутренние сопротивления общих источников анодного питания. Эти случайные положительные или отрицательные обратные связи в усилителях являются

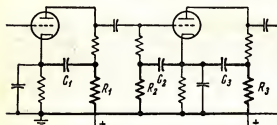


Рис. 7-11. Развязывающие цепи в усилителе.

причинами нестабильной работы усилителя, неожиданно высокого или низкого коэффициента усиления, или самовозбуждения на высокой или низкой частоте. Самовозбуждение на низких частотах нередко возникает на частоте порядка нескольких периодов в секунду. Оно часто по-

является в усилителях звуковых частот и по звучанию напоминает звуковые помехи, создаваемые моторной лодкой.

Экранирование, изоляция и продуманное расположение монтажных проводов схемы обычно уничтожают почти все источники этих неприятностей, кроме тех, которые возникли из-за связей через общие источники питания.

Для устранения «паразитных» обратных связей используются так называемые «развязывающие» цепи в виде  $RC$  фильтров (рис. 7-11). Подобные развязывающие фильтры необходимо включать в большинство анодных и сеточных цепей для того, чтобы не допустить прохождения различных сигналов через общий источник. Благодаря наличию развязывающих цепей для переменных составляющих тока каждого каскада создается прямой низкоомный путь непосредственно на катод «своей» лампы. Величина  $R$  должна быть как можно больше, но не должна вызывать существенного уменьшения анодного напряжения. Постоянная времени развязывающей  $RC$ -цепи должна в 10 или большее число раз превышать период самой низкой из пропускаемых частот.

Степень и характер нестабильности, вызываемой случайными паразитными обратными связями, зависят от числа каскадов усилителя и точек схемы, в которых возникает обратная связь по напряжению и к которым она прикладывается обратно. По уже разобранным причинам обратная связь через источники питания от выходной к входной цепи обычно будет отрицательной при нечетном числе каскадов и положительной при четном их числе.

## 7.9. Устойчивость усилителей с обратной связью

Ранее указано, что если обратная связь должна быть отрицательной и усилитель устойчивым, то должно соблюдаться условие:  $|1 - A\beta| > 1$ .

Так как  $A\beta$  есть величина комплексная и обычно является функцией частоты, необходимо знать ее модуль и фазовый угол во всем интервале рабочих частот, чтобы убедиться в том, что условие  $|1 - A\beta| > 1$  выполняется на всех частотах. В некотором интервале частот  $|1 - A\beta|$  будет меньше единицы или даже равно  $(1 + j0)$ . Если выполняется первое из этих условий, то обратная связь будет

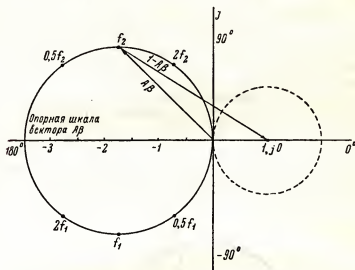


Рис. 7-12. Полярная диаграмма вектора  $A\beta$  усилителя  $RC$ -типа

положительной. Если же будет выполнено второе условие, усилитель самовозбудится. Влияние величины знака и фазы  $(1 - A\beta)$  удобно изучать по графикам различных функций, построенных в комплексной плоскости. Модуль и фаза  $A\beta$  вычисляются для всех частот от  $f = 0$  до  $f = \infty$ , и по результатам вычислений строится полярная диаграмма на комплексной плоскости (рис. 7-12). Исходные данные для построения этой диаграммы, приведенные ниже, можно взять из частотно-фазовых характеристик усилителя  $RC$  типа, которые были приведены на рис. 5-6 и 5-8.

Частота	$A\beta$	Частота	$A\beta$
$0,1 f_1$	$0,38 \angle 264^\circ$	$0,5 f_2$	$3,11 \angle 153^\circ$
$0,5 f_1$	$1,57 \angle 243^\circ$	$f_2$	$2,47 \angle 135^\circ$
$f_1$	$2,47 \angle 225^\circ$	$2 f_2$	$1,57 \angle 117^\circ$
$2 f_1$	$3,11 \angle 207^\circ$	$8 f_2$	$0,35 \angle 96^\circ$
Средняя частота	$3,50 \angle 180^\circ$		

График, приведенный на этом рисунке, рассчитан для  $RC$  усилителя на лампе 6С2С, в котором  $\beta = 0,25$  на всех частотах, и усиление на средних частотах равно 14. Следовательно, при отсутствии дополнительного фазового сдвига коэффициента усиления для средней части частотной характеристики, где коэффициент усиления

$$A = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}},$$

имеется фазовый сдвиг  $180^\circ$  и вектор  $A\beta$  будет равен  $14 \cdot 0,25 = 3,5$ . Эта величина и является диаметром полярной диаграммы вектора.

Для усилителей типа  $RC$  полярная диаграмма, являющаяся геометрическим местом точек вершины вектора  $A\beta$ , имеет вид окружности, на которой наносится шкала частот. Частоты отложены здесь в долях граничных частот  $f_1$  и  $f_2$ . Возрастающие частоты располагаются по часовой стрелке. На диаметре полярной диаграммы нанесена шкала модулей вектора  $A\beta$ , что позволяет определить графически величину его модуля при любом фазовом сдвиге.

Кроме полярной диаграммы вектора  $A\beta$ , на рис. 7-12 приведена полярная диаграмма единичного вектора, которая имеет вид окружности радиуса 1, с центром в точке 1,  $j0$  (пунктирная окружность).

Благодаря наличию этой диаграммы на данном рисунке может быть построена также диаграмма вектора  $(1 - A\beta)$  и определено, является

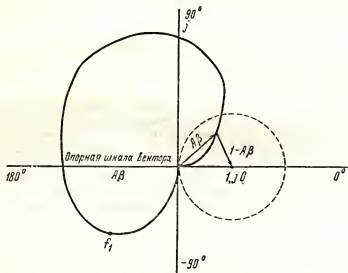


Рис. 7-13. Полярная диаграмма вектора  $A\beta$  усилителя, содержащего трансформатор.

ли данный усилитель стабильным. Если вся кривая геометрического места точек вершин вектора  $A\beta$  располагается вне единичной окружности, как показано на рис. 7-12, усилитель стабилен. Если же какой-либо из участков кривой пересечет единичную окружность, то в области

частот, соответствующих этому участку, усилитель самовозбудится. Так, например, трансформаторный усилительный каскад, полярная диаграмма которого приведена на рис. 7-13, будет самовозбуждаться в некотором диапазоне частот, соответствующем участку полярной диаграммы, находящемуся внутри единичной окружности.

Найквист показал, что усилитель самовозбудится и в случае, когда кривая геометрического места точек вершин вектора  $A\beta$  целиком обходит точку 1,  $j0$ . Эта точка и единичная окружность, проведенная вокруг нее, располагаются внутри площади, охваченной полярной диаграммой данного вектора.

Правило контроля усилителя на устойчивость работы в наиболее общей форме может быть сформулировано следующим образом: если вектор  $A\beta$  при перемещении по своей полярной диаграмме пересекает где-либо единичную окружность, режим усилителя, соответствующий данному расположению вектора  $A\beta$ , является неустойчивым, т. е. усилитель в данном режиме самовозбудится.

Рассмотрим более подробно полярную диаграмму усилителя с обратной связью, имеющего выходной трансформатор в цепи обратной связи (рис. 7-13). На низших частотах поведение этого усилителя похоже на поведение усилителя  $RC$  типа. С увеличением частоты фаза и коэффициент усиления возрастают из-за резонанса трансформатора, а на еще более высоких частотах фазовый угол вектора усиления может приблизиться к нулю, даже и при малом коэффициенте усиления. На этих частотах геометрическое место точек вектора  $A\beta$  пересекает единичный круг, и здесь усилитель самовозбудится. Самовозбуждение не возникает, если модуль  $A\beta$  становится меньше единицы, при фазовом угле, близком к  $360^\circ$ . Следовательно, коэффициент усиления необходимо исследовать в полосе частот значительно более широкой, чем фактически ожидаемая, рабочая полоса.

## 7-10. Углубленный анализ условий устойчивости

Построение полной кривой геометрических мест точек вектора  $A\beta$  оказывается ненужным при использовании иных методов анализа устойчивости усилителя, которые излагаются ниже.

В четырехполоснике, состоящем из чистых реактивностей при плавном изменении частоты, периодически возникают последовательные и параллельные резонансы. При построении частотных диаграмм точки, соответствующие параллельным резонансам, называют нулями, а точки, соответствующие последовательным резонансам, — полюсами. Уравнение, описывающее реактивный четырехполосник, представляет частное двух полиномов, являющихся функцией угловой частоты  $\omega$ . Каждый из полиномов имеет свои корни решения, причем нули получаются в точках, соответствующих корням числителя, и полюсы — в точках, соответствующих корням знаменателя.

Рассматриваемое уравнение может иметь вид:

$$F(\omega) = M \frac{(\omega - \omega_1)(\omega - \omega_2) \dots}{(\omega - \omega_3)(\omega - \omega_4) \dots}, \quad (7-23)$$

где  $M$  — постоянный множитель, называемый «скалярным коэффициентом». Эта функция имеет нули при  $\omega$  равном  $\omega_1$  и  $\omega_3$  и полюсы при  $\omega$  равном  $\omega_2$  и  $\omega_4$ .

Коэффициент передачи или коэффициент усиления усилителя представляет отношение многочленов аналогичного вида.

Используя преобразование Лапласа и принятые там обозначения и заменив  $j\omega$  на  $s$ , получим уравнения устойчивости усилительных систем в общем виде. Так, например, коэффициент усиления усилителя RC-типа на высоких частотах равен

$$A_{в.ч} = -SR \frac{1}{1 + j\omega RC}.$$

Если  $j\omega$  заменить на  $s$ , получим

$$A_{в.ч} = -\frac{S}{C} \cdot \frac{1}{s_1 + s_2}. \quad (7-24)$$

При  $s = -1/RC$  имеет место один из корней знаменателя и на частотной диаграмме получается полюс  $s/C$ , где скалярный постоянный множитель равен  $C$ .

Если усилитель включает в себя несколько каскадов, то нули и полюсы каждого из каскадов накладываются образуя комплексную частотную характеристику всего устройства.

В качестве иллюстрации рассматриваемого метода определения нулей и полюсов проанализируем уравнение коэффициента усиления широкополосного усилителя с параллельной компенсацией, рассмотренного в разделе 5-7.

Согласно уравнению (5-39), коэффициент усиления равен

$$A(\omega) = -S \frac{(R + j\omega L)(1/j\omega C)}{R + j\omega L + 1/j\omega C}, \quad (7-25)$$

где  $C$  — шунтирующая емкость каскада.

Перепишав это уравнение в общей форме, получим

$$A(s) = -S \frac{(R + sL)(1/sC)}{R + sL + 1/sC};$$

можно упростить его следующим образом:

$$A(s) = -\frac{S}{C} \frac{s + R/L}{s^2 + sR/L + 1/LC}, \quad (7-26)$$

или

$$A(s) = -\frac{S}{C} \cdot \frac{s + s_0}{(s + s_1)(s + s_2)}, \quad (7-27)$$

где  $s_0$  — нуль, имеющий место при  $s = -R/L$ , а два полюса, обусловленные корнями знаменателя, действительны или комплексно сопряжены, что зависит от величины  $R$ .

Хотя  $s$  аналогично частоте, теория преобразования Лапласа показывает, что, вообще говоря,  $s$  может быть комплексно, т.е.  $s = \sigma + j\omega$ . Обычно угловая частота  $\omega$  считается действительной и существенно положительной величиной, и представление  $s$  как о комплексной величине является необычным. Однако это обобщающее представ-



ление является очень ценным, так как экспоненциальная функция  $e^{st} = e^{(\sigma + j\omega)t}$  выражает растущую или затухающую синусоиду, и таким образом позволяет выразить в простой и общей аналитической форме коэффициент усиления четырехполюсника в переходных и установившихся процессах. Здесь действительная компонента  $\sigma$  выражает затухание системы, определяющее скорость развития переходного процесса, а мнимая компонента выражает частоту колебаний.

При построении графика изменения  $s$  на комплексной плоскости  $\sigma$  откладывается на действительной оси, а  $\omega$  на мнимой.

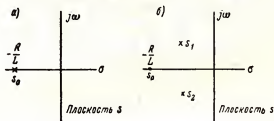


Рис. 7-14. Расположение нулей и полюсов: а — для уравнения (7-24); б — для уравнения (7-27).

Обозначив кружочками и крестами нули и полюсы функции, получим графики функции, выражаемой уравнениями (7-24) и (7-27), (рис. 7-14).

Выяснение расположения полюсов и нулей сводится к определению корней числителя и знаменателя в уравнении коэффициента усиления четырехполюсника, выраженного в виде функции  $s$ , т.е. уравнения (7-27) для рассматриваемого частного случая.

Нули и полюсы или должны быть действительными и лежать на оси  $\sigma$ , или они могут появиться в комплексно сопряженных точках. Любому нулю или полюсу, лежащему вне действительной оси, обязательно соответствует второй комплексно сопряженный. Сопряженные комплексные полюсы соответствуют возрастающим или затухающим колебаниям в зависимости от того, положительна или отрицательна величина  $\sigma$ . Сопряженные мнимые полюсы, лежащие на мнимой оси, соответствуют установившимся, постоянным по амплитуде, колебаниям.

Положительное значение  $\sigma$ , или расположение полюса правой половине плоскости, указывает на неограниченный рост амплитуды синусоидальных колебаний, и усилитель будет неустойчивым.

Отрицательное значение  $\sigma$  указывает на затухающий колебательный процесс, который в конце концов затухает полностью.

Теоретически возможной колебательной системе без потерь соответствует полюс  $\sigma = 0$ . Однако в реальных условиях подобных систем не существует, и потому этот случай из рассмотрения исключается.

Из сказанного вытекает, что необходимым и достаточным условием устойчивой работы усилителя с обратной связью является отсутствие полюсов в первой части плоскости графика коэффициента передачи, построенного в функции параметра  $A\beta$ .

Если это заключение распространить на общее уравнение коэффициента усиления каскада с обратной связью, выраженного как функция

$$G(s) = \frac{A}{1 - A\beta}, \quad (7-28)$$

не трудно видеть, что критерием устойчивости является наличие или отсутствие корней знаменателя  $1 - A\beta$ ; при наличии подобных корней

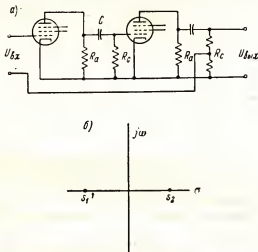


Рис. 7-15. Схема двухкаскадного усилителя RC-типа (а) и комплексная диаграмма уравнения (7-30), (б).

в правой части плоскости и появляются комплексно сопряженные полюсы, система будет неустойчивой.

Если же знаменатель нигде не переходит через нулевое значение, полюсы в правой половине комплексной плоскости отсутствуют и усилитель будет устойчив.

Этот результат является одной из форм критерия Найквиста.

Чтобы проиллюстрировать этот метод, рассмотрим двухкаскадный усилитель RC-типа, состоящий из одинаковых каскадов, с обратной связью, введенной по схеме, показанной на рис. 7-15, а.

Пусть значение  $\beta$  фиксировано и его угол равен нулю на всех частотах. Используя выражение коэффициента усиления на высоких частотах при  $R_g \gg R_a$ , получим

$$A(\omega) = \left( -\frac{SR_a}{1 + j\omega/f_s} \right) \left( -\frac{SR_a}{1 + j\omega/f_s} \right).$$

Модуль функции  $A(s)$  равняется

$$A(s) = \sqrt{\frac{(-SR_a)^2}{(1 + s/\omega_s)^2}}.$$

Напишем выражения для  $G(s)$ , используя уравнения (7-28)

$$G(s) = \frac{S^2 R_a^2}{(1 + s/\omega_2)^2 - S^2 R_a^2 \beta}; \quad (7-29)$$

преобразуем его к следующему виду:

$$G(s) = \frac{S^2 R_a^2 \omega_2^2}{s^2 + 2\omega_2 s + \omega_2^2 (1 - S^2 R_a^2 \beta)}. \quad (7-30)$$

Знаменатель этого уравнения (7-30) и нужно исследовать на наличие или отсутствие корней. Знаменатель имеет следующие корни:

$$s_1 = -\omega_2 (1 + SR_a \sqrt{\beta});$$

$$s_2 = -\omega_2 (1 - SR_a \sqrt{\beta}).$$

При  $SR_a \sqrt{\beta} = 1$  корень  $s_2$  приводит к появлению нулей, лежащих на действительной оси, как показано на рис. 7-15, б.

Учитывая, что произведение  $SR_a$  равно коэффициенту усиления усилителя на средних частотах, получаем, что при коэффициенте усиления на средней частоте, равном  $1/\sqrt{\beta}$  или превышающем эту величину, усилитель с обратной связью через два каскада будет неустойчив, что полностью согласуется с изложенными в предыдущих разделах соображениями.

Так как при неустойчивом состоянии усилителя произведение будет равно или больше единицы, то в любом случае, когда общий коэффициент передачи, включая и цепь обратной связи, превышает единицу, усилитель будет неустойчив.

Сформулированные выше выводы применимы как к усилителям на идентичных, так и на неидентичных каскадах.

### Задачи

**7-1.** Усилитель с отрицательной обратной связью имеет коэффициент усиления 41.

Известно, что без обратной связи для создания требуемого выходного напряжения необходимо входное напряжение 0,15 в, тогда как с обратной связью входное напряжение должно быть равно 3,2 в для создания того же выходного напряжения. Какова величина  $\beta$  и внутренний коэффициент усиления (без введения обратной связи)?

**7-2.** Однокаскадный усилитель имеет коэффициент усиления —20, выходное напряжение 105 в и искажения 8%. Какой коэффициент обратной связи  $\beta$  требуется ввести для уменьшения искажения до 2% и какое выходное напряжение будет получено при таком входном напряжении, которое создало напряжение 27 в на выходе без обратной связи?

**7-3.** Нарисуйте схему четырехполосника обратной связи, при включении которого увеличится выходное напряжение усилителя на низких частотах.

Нарисуйте другую схему четырехполосника обратной связи, при включении которого повысится выходное напряжение на высоких частотах.

**7-4.** Усилитель имеет шумовое выходное напряжение 1 в при выходном напряжении сигнала 125 в.

Определите величину  $\beta$ , требуемую для улучшения отношения сигнала к шуму на выходе до 1000:1 при том же напряжении сигнала на выходе. Коэффициент усиления при наличии обратной связи равен +220.

**7-5.** Усилитель RC-типа имеет граничные частоты  $f_1 = 60$  гц;  $f_2 = 15\,500$  гц. Найдите значения  $f_1$  и  $f_2$  при коэффициенте усиления на средней частоте —127, если вводится обратная связь, соответствующая  $\beta = 0,1$ .

**7-6.** В схеме, показанной на рис. 7-6, а, работает лампа, имеющая  $\mu = 60$ ;  $R_i = 60\,000$  ом. Определите величины  $R_1$  и  $R_2$ , если  $R_a = 100\,000$  ом;  $R_1 + R_2 = 1$  мгом, а коэффициент усиления должен быть равен —6; реактивностью  $C$  пренебречь.

**7-7.** Найдите величину  $R_K$ , которую необходимо включить в схему, указанную на рис. 7-7, а, чтобы обеспечить коэффициент обратной связи  $\beta = 10\%$ , если  $R_a = 100\,000$  ом и лампа имеет  $\mu = 20$ ,  $R_i = 6000$  ом.

Конденсатор 0,5 мкф присоединен параллельно  $R_K$ . Подсчитайте коэффициент усиления и фазовый сдвиг в низкочастотной части полосы частот. Даст ли включение этого конденсатора существенное уменьшение коэффициента усиления на частоте 60 гц по сравнению с усилением на частоте 600 гц?

**7-8.** Найдите коэффициент усиления для схемы, указанной рис. 7-6, а, если  $\mu = 70$ ;  $R_i = 77\,000$  ом;  $R_a = 100\,000$  ом;  $R_2 = 10\,000$  ом.

Отключите цепь обратной связи, заземляя сетку, и определите снова коэффициент усиления.

**7-9.** В схеме, указанной на рис. 7-9, а, работают лампы 6С2С, имеющие  $\mu = 20$ ;  $R_i = 7700$  ом;  $R_K = 2000$  ом;  $R_1 = R_3 = 100\,000$  ом;  $R_a = R_4 = 250\,000$  ом;  $C_1 = C_2 = 0,1$  мкф.

Найдите коэффициент усиления каскада и фазовый сдвиг на частоте 100 гц, если  $R = 40\,000$  ом;  $C = 0,1$  мкф.

Найдите коэффициент усиления и фазовый сдвиг на той же частоте 100 гц, если  $R = \infty$ .

**7-10.** Нарисуйте эквивалентную схему генератора тока, соответствующего схеме, показанной рис. 7-9, з.

Докажите, что коэффициент усиления этого каскада определяется уравнением (7-22). Реактивностью  $C$  пренебречь.

Покажите, что  $\beta$  равно сумме значений  $\beta$  по напряжению и по току.

**7-11.** В схеме рис. 7-9, в работает тетрод 6П16С в линейном режиме класса А; трансформатор имеет коэффициент трансформатора  $a = 4,5$  и  $R = 500$  ом.

Найдите величину  $R_2$ , если  $U_{\text{нх}} = 10$  в,  $R_1 = 50\,000$  ом и напряжение на вторичной обмотке трансформатора должно быть равно 20 в.

Обратите внимание на методику определения величины  $\beta$  и подсчитайте ее значение.

**7-12.** В схеме, указанной на рис. 7-9, б,  $R = 8$  ом, трансформатор имеет коэффициент трансформации  $a = 23$  и лампы  $\mu = 19$ ;  $R_i = 5000$  ом; найдите значение  $R_f$ , если вводится отрицательная связь 10 дб.

**7-13.** В схеме, приведенной на рис. 7-9, в, работает тетрод с параметрами  $S = 5$  ма/в;  $R_i = 46\,000$  ом.

Нагрузка  $R = 10$  ом, и коэффициент передачи трансформатора равен 20:1 (нагрузка находится в низковольтной обмотке).

Определите значение  $R_1$  и  $R_2$ , если вводится отрицательная обратная связь 12 дб.

Найти выходную мощность, выделяемую на нагрузке  $R$ , если  $U_{\text{нх}} = 10$  в.

**7-14.** Усилитель RC-типа состоит из трех идентичных каскадов и имеет граничные частоты полосы усиления  $f_1 = 23$  гц;  $f_2 = 92$  гц; для каждого отдельного каскада общий коэффициент усиления на средней частоте равен 230.

Нарисуйте полярную диаграмму вектора коэффициента усиления и отметьте на ней область рабочих частот.

**7-15.** В усилителе с обратной связью  $\beta = 0,1$  коэффициент усиления на средних частотах равен 14 <180°.

В цепь обратной связи включен трансформатор, имеющий частотную характеристику, определяемую в приведенной ниже таблице.

Нарисуйте для этого усилителя полярную диаграмму вектора  $A\beta$ , проанализируйте устойчивость работы схемы, предполагая, что все изменения  $A\beta$  обусловлены только изменениями параметров трансформатором.

Частота, $\omega$	Коэффициент трансформации	Частота, $\omega$	Коэффициент трансформации
20	0,6 $\angle 80^\circ$	12 000	4,5 $\angle -20^\circ$
50	1,35 $\angle 63^\circ$	16 000	6,8 $\angle -40^\circ$
100	2,1 $\angle 45^\circ$	20 000	9,0 $\angle -90^\circ$
800	3,0 $\angle 10^\circ$	30 000	2,1 $\angle -156^\circ$
1 000—7 000	3,1 $\angle 0^\circ$	40 000	1,2 $\angle -164^\circ$
8 000	3,6 $\angle -8^\circ$		

**7-16.** Преобразуйте уравнение (5-46) для коэффициента усиления усилителя с последовательной компенсацией в виде функции от  $s$ , нарисуйте кривую зависимости  $s$  от частоты и укажите полюсы и нули.

**7-17.** Дан усилитель, имеющий коэффициент обратной связи, определяемый выражением

$$A\beta = \frac{-40(1 + 0,025s)}{1 + 0,25s + 0,01s^2}.$$

Нанесите полюсы и нули в комплексной плоскости и определите устойчив ли усилитель.

**7-18.** Определите устойчивость каждого из следующих усилителей с обратной связью, нанеся полюсы и нули:

$$A\beta = \frac{45}{s^2 + 2s + 1}; \quad (a)$$

$$A\beta = \frac{12}{s^2(0,4s^2 + 1,3s + 1)}; \quad (b)$$

$$A\beta = \frac{1 + 3p}{-s(1 + 0,3s)}. \quad (a)$$

## ЛИТЕРАТУРА

1. Black, H. S.: Stabilized Feedback Amplifiers, *Elec. Eng.*, **53**:114 (1934).
2. Nyquist, H.: Regeneration Theory, *Bell System Tech. J.*, **11**:126 (July, 1932).
3. Bode, H. W.: "Network Analysis and Feedback Amplifier Design," D. Van Nostrand Company, Inc., Princeton, N.J., 1945.
4. Terman, F. E.: Feedback Amplifiers, *Electronics*, **10**:15 (January, 1937).
5. Mayer, H. F.: Control of the Effective Internal Impedance of Amplifiers by Means of Feedback, *Proc. IRE*, **27**:213 (1939).
6. I earned, V.: Corrective Networks for Feedback Circuits, *Proc. IRE*, **32**:403 (1944).
7. Terman, F. E., R. R. Buss, W. R. Hewlett, and F. C. Cahill: Some Applications of Negative Feedback with Particular Reference to Laboratory Equipment, *Proc. IRE*, **27**:649 (1939).
8. Scott, H. H.: A New Type of Selective Network and Some of Its Applications, *Proc. IRE*, **26**:226 (1938).
9. Lynch, W. A.: The Stability Problem in Feedback Amplifiers, *Proc. IRE*, **39**:1000 (1951).
10. Nixon, F. E.: "Principles of Automatic Control," Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1953.

## ГЛАВА ВОСЬМАЯ

### УСИЛИТЕЛИ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ (УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА). УСИЛИТЕЛИ СЧЕТНО-РЕШАЮЩИХ УСТРОЙСТВ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

В ряде случаев при проведении измерений необходимо, чтобы в выходном сигнале были сохранены соотношения между переменными и постоянными составляющими, имеющиеся во входной цепи. Для этого требуются схемы, равномерно усиливающие все составляющие входного сигнала, вплоть до составляющей, обусловленной постоянным током, или, иными словами, нужны усилители, имеющие нулевую граничную частоту. Так как в подобных усилителях не могут быть использованы реактивные элементы связи, фазовый сдвиг и частотные искажения здесь отсутствуют вплоть до тех частот, на которых начинают сказываться междуэлектродные емкости ламп и иные паразитные емкости.

С другой стороны, в усилителях с непосредственной связью возникают свои, особые трудности, обусловленные тем обстоятельством, что лампы не способны здесь отличать входные сигналы от случайных изменений постоянных напряжения и токов. Поэтому в усилителях постоянного тока возникает ряд специфических проблем, связанных с вопросами стабильности, методы решения которых будут разобраны ниже.

Некоторые типы усилителей с непосредственной связью применяются в электронных счетно-решающих машинах с непрерывного и дискретного действия для выполнения различных математических операций. Подобные усилители также будут рассмотрены в настоящей главе.

Название «усилитель с непосредственной связью» более подходит к подобным схемам, чем «усилитель постоянного тока», так как нередко встречаются случаи, когда такие усилители используются для усиления только переменного тока.

#### 8-1. Простейшие схемы усилителей с непосредственной связью

Если из усилителя с реостатно-емкостной связью удалить разделительные конденсаторы, то, как следует из рис. 8-1, для обеспечения нормального рабочего режима сеточной цепи второй лампы, в которую

теперь попадает непосредственно анодное напряжение первой лампы, необходимо использовать достаточно большое напряжение сеточного смещения. Получившаяся схема будет усиливать постоянные или медленно меняющиеся напряжения, причем коэффициент усиления каждого каскада будет равен

$$A = -\frac{\mu R_1}{R_i + R_1}$$

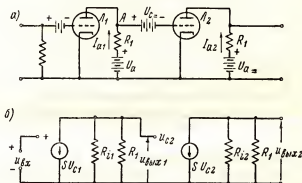


Рис. 8-1. Двухкаскадный усилитель с непосредственной связью.

Из рассмотрения цепи межкаскадной связи видно, что напряжение  $U_{c-}$  в данной схеме может быть определено в случае, если известен режим анодной цепи первой лампы.

Если  $U_{c-} = 250$  в;  $I_a = 1,5$  ма и  $R = 100$  ком, то падение напряжения на  $R_1$  составляет 150 в.

Потенциал точки  $A$  относительно катода в этом случае равен  $+100$  в; таким же было бы и напряжение на сетке при отсутствии дополнительной сеточной батареи. Следовательно, для того чтобы напряжение на сетке второй лампы  $L_2$  относительно ее катода было равно, например,  $-10$  в, напряжение дополнительного источника смещения должно равняться  $-110$  в, что, в свою очередь, требует включения большой батареи.

Необходимость в таких батареях является существенным недостатком подобных схем, так как большие шунтирующие емкости сеточных батарей относительно земли приводят к серьезным ограничениям частотных характеристик со стороны высоких частот.

Схема Лофтина—Уайта (Loftin—White), рис. 8-2, является разновидностью усилителя с непосредственной связью, предназначенным для работы при питании схемы от выпрямителя. Здесь при помощи делителя на сопротивлении один источник питания задает все сеточные и анодные напряжения. Чтобы напряжения на электродах ламп не зависели от протекающих через них токов, ток делителя должен быть в несколько раз больше тока, потребляемого усилителем, и сопротивление делителя соответственно должно быть небольшим.

Типовая картина распределения напряжения в подобной схеме показана на рис. 8-3.

Катод  $L$  находится под напряжением 8 в, что определяет сеточное смещение этой лампы.

Анодное напряжение  $L_1$  равно  $(150-8) \text{ в} = +142 \text{ в}$ .

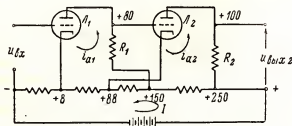


Рис. 8-2. Усилитель Лофтина—Уайта с непосредственной связью.

Падение напряжения  $I_{a1}R_1$  равно 62 в, в результате чего напряжение  $U_{a1}' = 150 - (62 + 8) = 80 \text{ в}$ . Напряжение на сетке второй лампы  $L_2$  равно этой же величине.

Для получения на лампе  $L_2$  смещения  $-8 \text{ в}$  ее катод соединяется с точкой делителя, имеющей потенциал 88 в, т.е. на 8 в больше, чем

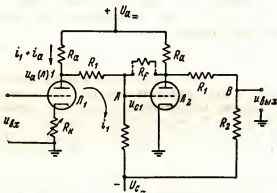


Рис. 8-3. Усилитель на сопротивлениях с отдельными источниками положительного и отрицательного напряжений.

на сетке. На анод лампы  $L_2$  подается 250 в, т.е. на  $250 - 88 = 162 \text{ в}$  больше, чем на ее катод.

Если падение напряжения  $I_{a2}R_2$  будет также равно 62 в, то напряжение  $U_{a2} = 100 \text{ в}$  и  $U_{\text{вых}} = +100 \text{ в} - (+250 \text{ в}) = -150 \text{ в}$ .

Подобная схема может усиливать чрезвычайно низкочастотные сигналы, не внося частотных и фазовых искажений. Тем не менее,



из-за слишком высокого напряжения питания, необходимого для многокаскадных усилителей, больших рабочих напряжений, получающихся между катодами и подогревателями, а также и значительных потерь энергии в делителе она была вытеснена более совершенными схемами.

Серьезным недостатком рассмотренной выше схемы является ее нестабильность, свойственная всем усилителям с непосредственной связью и обусловленная вариациями характеристик ламп и напряжений питания их анодных и сеточных цепей и цепи накала. Изменения питающего напряжения перемещают рабочую точку лампы точно таким же образом, как это делает сигнал, так как усилитель не может «различить» изменений, происходящих за счет сигнала от ухода смещения, и иных дрейфов схемы.

Для компенсации начального дрейфа и возвращения на нуль выходного напряжения, что соответствует нулевому входному сигналу, обычно требуются дополнительные элементы схемы, предназначенные для «подстройки нуля».

## 8-2. Усилители на сопротивлениях

В современных усилителях с непосредственной связью используется несколько основных принципов построения схем. Некоторые наиболее общие из них рассматриваются в последующих разделах.

Для устранения общих соединений и обратной связи можно использовать схему усилителя на сопротивлениях, показанную на рис. 8-3.

В этой схеме требуется два источника питания: один, дающий положительное по отношению к земле напряжение, а другой — отрицательное.

Устанавливая смещение лампы  $L_1$  с помощью переменного сопротивления в ее катодной цепи, можно изменять напряжение в точке  $B$ , так что при нулевом входном сигнале оно может стать равным потенциалу земли или некоторому среднему значению между напряжениями обоих источников питания. Выходное напряжение в этом случае будет также равно нулю.

Если используется стабилизированный источник питания и лампы хорошо оттренированы, дрейф на выходе за несколько часов может составлять всего доли вольта. Этот дрейф устраняется время от времени ручной подстройкой.

Возможность регулировки и контроля нулевого уровня выходного сигнала и постоянных напряжений на электродах ламп обеспечена в схеме уменьшением усиления, обусловленного наличием делителя напряжения  $R_1$ ,  $R_2$  и использования двух источников питания. Усиление каждого каскада определяется формулой:

$$A = \frac{-\mu R_a (R_1 + R_2) / (R_a + R_1 + R_2)}{R_f + [R_a (R_1 + R_2) / (R_a + R_1 + R_2)]} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{-\mu R_a R_2 / (R_a + R_1 + R_2)}{R_f + [R_a (R_1 + R_2) / (R_a + R_1 + R_2)]}, \quad (8-1)$$

откуда следует, что для получения большого усиления  $R_2$  должно быть много больше  $R_1$ .

Таким образом, с помощью подобного рода схемы с общим источником анодного напряжения может быть получено усиление постоянного тока и обеспечивается ручная компенсация дрейфа нулевой точки путем использования в первом каскаде переменного сопротивления.

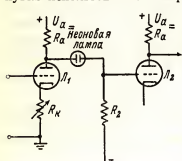


Рис. 8-4. Использование газоразрядной лампы в усилителе с непосредственной связью на сопротивлениях.

Если обозначить напряжения на аноде первого каскада и на сетке второго соответственно через  $U_{a1}$  и  $U_{c2}$ , то (см. рис. 8-3) требуемые значения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  можно найти из выражений

$$\left. \begin{aligned} (i_1 + i_a) R_a &= U_a - u_{a1}; \\ u_{a1} - u_{c2} &= i_1 R_2; \\ u_{c2} - U_{c-} &= i_1 R_2. \end{aligned} \right\} \quad (8-2)$$

Откуда

$$\begin{aligned} \frac{R_1}{R_2} &= \frac{u_{a1} - u_{c2}}{U_a - u_{a1} - i_a R_a}; \\ \frac{R_2}{R_a} &= \frac{u_{c2} - U_{c-}}{U_a - u_{a1} - i_a R_a}. \end{aligned}$$

Для улучшения стабильности может быть добавлена отрицательная обратная связь за счет включения сопротивления  $R_x$ , показанного на рис. 8-3 пунктиром.

При достаточно большом, свойственном многим промышленным лампам, коэффициенте усиления  $\mu$ , усиление схемы может быть велико, даже несмотря на то, что оно уменьшается из-за наличия делителя  $R_1 + R_2$ , обеспечивающего возможность регулировки сеточных и анодных напряжений.

В схемах, подобных изображенной на рис. 8-3, падение напряжения  $i_a R_a$  может быть равным половине  $U_a$ . При соответствующих значениях  $R_1$  и  $R_2$  напряжение относительно земли в режиме нулевого сигнала будет соответствовать точке  $B$ .

Рассмотренная схема используется довольно часто.

На рис. 8-4 показана модификация предыдущей схемы, в которой сопротивление  $R_1$  заменено стабилизирующей напряжение газоразрядной лампой, называемой «стабилизатором» или «стабиловольтом».

Напряжение на электродах подобной лампы остается постоянным.

Благодаря включению стабиловольта на сетку лампы  $L_2$  может быть подано требуемое напряжение смещения без дополнительной батареи. Так как падение напряжения на стабиловольте постоянно, то при любых изменениях напряжения на аноде лампы  $L_1$  будет также изменяться и напряжение на сопротивлении  $R_2$ . При использовании стабиловольта не происходит уменьшения усиления в  $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$  раз за счет

влияния делителя напряжения, как было в предыдущем случае, и получается большее усиление; однако при этом возрастают внутрен-

ние шумы усилителя, что является следствием высокого уровня собственных шумов всех газоразрядных ламп, в том числе и стабилизовольтов. Поэтому подобную схему нельзя использовать для усиления малых входных сигналов.

### 8.3. Катодная связь в усилителях с непосредственной связью

Одним из типов усилителя с непосредственной связью, широко используемым в усилительных устройствах, является усилитель с катодной связью (рис. 8-5).

По существу эта схема состоит из катодного повторителя, включенного перед усилителем с заземленной сеткой. Схема без серьезных усложнений обеспечивает непосредственную связь между каскадами усилителя при значительном усилении.

Как видно из рис. 8-5, при использовании двойного триода с идентичными параметрами обоих единичных триодов напряжения на входе 1-й и 2-й лампы определяются следующими уравнениями:

$$u_{c(1)} = u_{вх} - (i_{a1} + i_{a2}) R_K; \quad (8-3)$$

$$u_{c(2)} = -(i_{a1} + i_{a2}) R_K; \quad (8-4)$$

$$\mu u_{c(1)} = i_{a1} (R_I + R_K) + i_{a2} R_K; \quad (8-5)$$

$$\mu u_{c(2)} = i_{a1} R_K + i_{a2} (R_I + R_A + R_K). \quad (8-6)$$

Откуда

$$i_{a1} = -i_{a2} \frac{R_I + R_A (\mu + 1) R_K}{(\mu + 1) R_K};$$

$$\mu (\mu + 1) R_K u_{вх} = -i_{a2} \{ [R_I + (\mu + 1) R_K] [R_I + R_A + (\mu + 1) R_K] - (\mu + 1)^2 R_K^2 \}.$$

Коэффициент усиления схемы будет равен

$$A = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{i_b R_A}{u_{вх}} = \frac{\mu R_A}{[(R_I + R_A) / (\mu + 1)] \frac{R_I}{R_K} + 2R_I + R_A}. \quad (8-7)$$

При обычных значениях параметров ламп и схемы первый член знаменателя будет мал по сравнению с остальными двумя и поэтому может быть опущен, что дает

$$A = \frac{\mu R_A}{2R_I + R_A}. \quad (8-8)$$

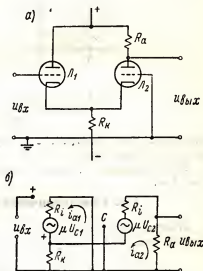


Рис. 8-5. Усилитель с катодной связью (а) и его эквивалентная схема (б).

Таким образом, схема дает значительное усиление и позволяет использовать общие источники питания. Хотя для этого усилителя и требуется два триода, но схема его очень проста. Подобные схемы часто используются в приборах, в которых желательно, чтобы стабильность

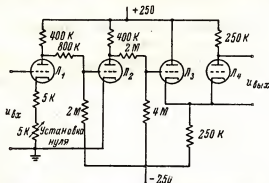


Рис. 8-6. Усилитель постоянного тока с междукаскадной связью на сопротивлениях и с катодной связью.

обеспечивалась отрицательной обратной связью по току за счет катодного сопротивления.

Использование данного принципа стабилизации иллюстрирует рис. 8-6.

#### 8-4. Симметричный двухтактный усилитель

Иногда для уменьшения дрейфа нуля в усилителях с непосредственной связью используются симметричные или двухтактные схемы.

В приведенной на рис. 8-7 схеме лампы  $L_1$  и  $L_2$  составляют фазоинвертор, преобразующий униполярный входной сигнал в два напряжения  $u_1$  и  $u_2$ , симметричных относительно земли.

Лампы  $L_3$  и  $L_4$  образуют второй двухтактный каскад усилителя с непосредственной связью.

Используя потенциометр установки нуля, включенный в первый каскад, можно сделать равным нулю выходное напряжение  $u_{BX}$  в режиме нулевого входного сигнала.

Рис. 8-7. Двухтактный усилитель с непосредственной связью.

Рассматриваемая схема имеет ту особенность, что обе выходные клеммы усилителя находятся под потенциалом, отличным от потенциала земли. В случаях, когда подобный выходной сигнал подается на последующие двухтактные каскады или на какой-либо незаземленный индикатор-

ный прибор, либо на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки, эта особенность является достоинством данной схемы.

Если предположить, что все лампы, работающие в двухтактных каскадах схемы, имеют попарно одинаковые характеристики, то выходное напряжение усилителя теоретически не будет зависеть от изменений постоянного анодного напряжения. Фактически этого трудно достигнуть вследствие неполной идентичности ламп в каждом двухтактном звене, однако таким путем легко может быть получено существенное уменьшение дрейфа. От изменения же параметров усилительных ламп эта схема защиты не дает.

Простейший вариант двухтактного усилителя с непосредственной связью (рис. 8-8), иногда называемый дифференциальным усилителем, может быть получен путем небольших преобразований схемы фазоинвертора с катодной связью, приведенной на рис. 8-5.

Измерительный прибор  $M$  в схеме дифференциального усилителя (рис. 8-8) используется для индикации выходного сигнала усилителя в случаях, когда данная схема применяется в катодных вольтметрах. С помощью подстроечного потенциометра данный прибор может быть легко установлен на нуль при отсутствии входного сигнала.

Методика, использованная при выводе уравнений (6-60) и (6-61), позволяет получить выражения для ламповых токов и в данной схеме.

Если анодные сопротивления обеих ламп дифференциального усилителя равняются  $R_a$ , токи в схеме будут равны:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{\mu u_{\text{вх}} [R_a + R_f + (\mu + 1) R_K]}{2 (R_a + R_f) [1 + (\mu + 1) R_K]} ; \\ i_2 &= \frac{-\mu (\mu + 1) u_{\text{вх}} R_K}{2 (R_a + R_f) [1 + (\mu + 1) R_K]} . \end{aligned} \right\} \quad (8-9)$$

Непосредственно из рис. 8-8 следует, что напряжения  $u_1$  и  $u_2$  равны:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= U_{a_{\text{н}}} - i_1 R_a ; \\ u_2 &= U_{a_{\text{н}}} - i_2 R_a ; \end{aligned} \right\} \quad (8-10)$$

и напряжение, приложенное к измерительному прибору  $M$ , будет:

$$u_M = u_2 - u_1 = (i_2 - i_1) R_a . \quad (8-11)$$

Откуда, используя выражения для токов  $i_1$  и  $i_2$ , получаем:

$$u_M = \frac{\mu u_{\text{вх}} R_a [R_a + R_f + 2(\mu + 1) R_K]}{2 (R_a + R_f) [1 + (\mu + 1) R_K]} . \quad (8-12)$$

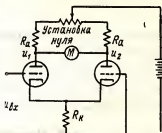


Рис. 8-8. Симметричная схема с измерительным прибором.

При соответствующем расчете схемы и выборе лампы с достаточно большим  $\mu$  так, чтобы выполнялось условие  $(R_a + R_f) \ll (\mu + 1) R_k$ , приведенное выше выражение приобретает простой вид:

$$u_m = \frac{\mu \mu_{\text{нх}} R_a}{R_a + R_f},$$

где нагрузкой, обусловленной током измерительного прибора, пренебрегаем. При достаточно идентичных лампах изменения напряжения анодного питания не сказываются на показаниях этого прибора.

Так как здесь используется двойной триод, изменения напряжения накала также довольно хорошо балансируются. Подобная схема часто употребляется в измерительных устройствах.

### 8-5. Компенсация катодного дрейфа

Одной из серьезных проблем, связанных с работой чувствительных усилителей с непосредственной связью, является дрейф выходного напряжения, вызываемый случайными изменениями эмиссионного тока катода.

Последние могут происходить за счет небольших вариаций, напряжения накала и непосредственно из-за изменения во времени характера эмиссионных и иных процессов в лампах. На общий дрейф усилителя сильнее всего влияет дрейф эмиссионного тока первой лампы, так как в этом случае «дрейфовая» составляющая напряжения умножается на полный коэффициент усиления всего усилительного устройства.

Схема компенсации Миллера (рис. 8-9) дает возможность устранить или существенно уменьшить катодный дрейф в усилителях с непосредственной связью, для чего используется добавочный триод. Для этой цели используются обычно двойные триоды, причем предполагается, что катоды обоих единичных триодов, входящих в эту лампу, имеют идентичные дрейфовые характеристики и что при анализе

дрейфовая составляющая напряжений может быть заменена эквивалентными генераторами напряжения дрейфа  $u_{\text{др}}$ , включенными в цепь катодной нагрузки обеих ламп. Можно считать, что вторая лампа уси-

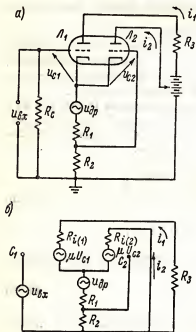


Рис. 8-9. Компенсационная схема Миллера (а) и ее эквивалентная схема (б).

ливает напряжение дрейфа и подает его обратно в анодную цепь первой лампы в противофазе с ее собственной дрейфовой составляющей.

Учитывая эквивалентную схему, приведенную на рис. 8-9,  $\sigma$ , можно найти условия, которые должны быть выполнены для полного устранения катодного дрейфа.

Используя законы Кирхгофа для этой схемы, можно записать следующую систему уравнений:

$$u_{c1} = - (i_1 + i_2) (R_1 + R_2) - u_{др} - u_{вх}; \quad (8-13)$$

$$u_{c2} = - (i_1 + i_2) R_1 - u_{др}; \quad (8-14)$$

$$i_1 (R_{i1} + R_1 + R_2 + R_3) + i_2 (R_1 + R_2) + u_{др} = \mu_1 u_{c1};$$

$$i_1 (R_1 + R_2) + i_2 (R_{i2} + R_1 + R_2) + u_{др} = \mu_2 u_{c2},$$

решая которые относительно  $i_1$ , получаем

$$i_1 = \frac{\mu_1 u_{вх} [R_{i1} + R_2 + (\mu_2 + 1) R_1] + (\mu_1 + 1) u_{др} (\mu_2 R_2 - R_{i2})}{(R_{i1} + R_3) [R_{i1} + R_2 + (\mu_2 + 1) R_1] + (\mu_1 + 1) R_{i1} (R_1 + R_2)}. \quad (8-15)$$

Желательно, чтобы ток  $i_1$  не зависел от изменений дрейфового напряжения  $u_{др}$ , для чего должно выполняться условие  $\frac{\partial i_1}{\partial u_{др}} = 0$ . Следовательно,

$$\frac{\partial i_1}{\partial u_{др}} = \frac{(\mu_1 + 1) (\mu_2 R_2 - R_{i2})}{(R_{i1} + R_3) [R_{i1} + R_2 + (\mu_2 + 1) R_1] (\mu_1 + 1) R_{i1} (R_1 + R_2)} = 0.$$

Аналитическое выражение знаменателя не представляет интереса, так как ни один из его членов не может стать равным бесконечности, что необходимо для выполнения условия  $\partial i_1 / \partial u_{др} = 0$ . Это условие может быть удовлетворено только в случае, когда будет равен нулю второй сомножитель числителя, т.е. при

$$R_2 = 1/S'_2. \quad (8-16)$$

Выполнение уравнения (8-16) и обеспечивает уничтожение катодного дрейфа. Здесь  $S_2$  есть крутизна второго, т.е. компенсационного триода. Требование, определяемое уравнением (8-16), легко выполняется.

Если лампа представляет собой двойной триод, в котором  $\mu_1 = \mu_2$  и  $R_{i1} = R_{i2}$  и уравнение (8-16) удовлетворяется, т.е.  $SR_2 = 1$ , выражение для коэффициента усиления схемы упрощается и приобретает вид:

$$A = \frac{-i_1 R_3}{u_{вх}} = \frac{-\mu R_3}{2 R_1 + R_3}. \quad (8-17)$$

Из рассмотрения этого уравнения следует, что при наличии обратной связи через дополнительный компенсационный триод «действующее» значение внутреннего сопротивления первой лампы увеличивается в два раза.

Рассмотренный метод катодной компенсации особенно полезен для усилителей с непосредственной связью при очень малых входных сигналах. При его использовании вариации накального напряжения могут быть почти полностью скомпенсированы, причем остаточные изменения тока  $i_1$  не превосходят 0,5%. Этот «остаток» возникает из-за того, что  $S$  несколько изменяется с изменением эмиссии катода и при определенных значениях напряжения накала приводит к нарушению соотношений, необходимых для обеспечения полной компенсации.

## 8-6. Последовательная схема компенсации катодного дрейфа. Симметричный мостиковый усилитель

Компенсацию катодного дрейфа в схеме Миллера можно назвать методом компенсации по параллельной схеме. Компенсация может быть также осуществлена при последовательном соединении идентичных ламп (рис. 8-10) в симметричном мостиковом усилителе. Здесь лампа  $L_1$  работает как усилитель и лампа  $L_2$  как компенсатор. Рассматриваемая схема представляет мост, плечами которого являются лампы  $L_1$ ,  $L_2$  и два сопротивления  $R$ . С помощью переменных катодных сопротивлений  $R_K$  на выходе можно установить нулевое напряжение при нулевом входном сигнале. Одна из выходных клемм заземлена, а напряжение на другой может быть положительным и отрицательным в зависимости от полярности входного напряжения  $u_{вх}$ .

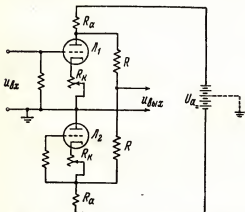


Рис. 8-10. Мостиковый усилитель с последовательной компенсацией катодного дрейфа.

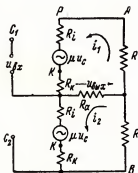


Рис. 8-11. Эквивалентная схема мостикового усилителя.

Если предположить, что изменение напряжения накала влияет одинаковым образом на обе лампы, то при изменениях этого напряжения мост останется сбалансированным, или, иными словами, данный мост будет скомпенсирован относительно напряжения накала. Именно потому в подобных схемах обычно используются двойные триоды.



В данной схеме будут скомпенсированы также вариации напряжения источника питания схемы, если «средняя»\* точка этого источника не будет заземлена. Однако при питании от данного источника более чем одного двойного каскада «среднюю» точку следует заземлить, чтобы можно было регулировать снимаемые напряжения положительной и отрицательной полярности. При «плавающих» напряжениях питания (т.е. при незаземленной «средней» точке источника) эквивалентная схема рассматриваемого усилителя будет иметь вид, показанный на рис. 8-11, если в выходную цепь усилителя включить сопротивление  $R_a$ .

Благодаря симметричному характеру схемы разность потенциалов между точками  $A$  и  $B$  будет постоянна и сопротивления  $R$  не войдут в эквивалентную схему.

На основании законов Кирхгофа для идентичных ламп можно написать следующую систему уравнений:

$$u_{c1} = u_{вх} - i_1 R_K; \quad (8-18)$$

$$u_{c2} = -i_2 R_K; \quad (8-19)$$

$$\mu u_{c1} = i_1 (R_l + R_K + R + R_a) - i_2 R_a; \quad (8-20)$$

$$\mu u_{c2} = i_2 (R_l + R_K + R + R_a) + i_1 R_a. \quad (8-21)$$

Решая эти уравнения относительно  $i_1$  и  $i_2$  и учитывая, что

$$u_{вых} = (i_2 - i_1) R_a,$$

имеем

$$u_{вых} = \frac{\mu u_{вх} R_a \{ R_a - [R_l + (\mu + 1) R_K + R + R_a] \}}{[R_l + (\mu + 1) R_K + R + R_a]^2 - R_a^2},$$

и коэффициент усиления будет равен

$$A = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{\mu R_a}{R_l + (\mu + 1) R_K + R + 2 R_a}. \quad (8-22)$$

Если выходной сигнал подается на следующий усилительный каскад (см. рис. 8-2), то  $R_a$  можно считать очень большим и выражение для усиления приобретает вид

$$A \approx -\mu/2. \quad (8-23)$$

При заземленной «средней» точке источника питания сопротивления  $R$  должны быть введены в эквивалентную схему и для коэффициента усиления при большом  $R_a$  получается уравнение

$$A = \frac{-\mu R}{2 [R_l + (\mu + 1) R_K + R]}. \quad (8-24)$$

Это значение  $A$  равно половине усиления соответствующего усилителя с отрицательной катодной связью.

\* Определение «средняя» поставлено здесь в кавычки потому, что хотя данная точка и располагается между положительной и отрицательной клеммами источника, однако напряжения положительной и отрицательной ветви могут быть здесь существенно различны.

В схеме легко устанавливается нуль, и она весьма полезна для компенсации медленных катодных дрейфов. Когда в приведенной на рис. 8-10 схеме используются пентоды со стабилизированными экранными напряжениями, уравнение (8-23) показывает, что усиление схемы, благодаря высокому  $\mu$  пентодов может быть очень большим — до 4000 и более, что непосредственно вытекает из (8-23).

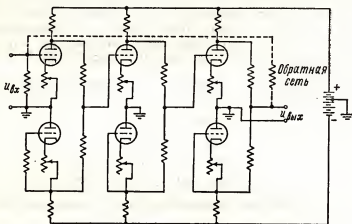


Рис. 8-12. Трехкаскадный мостиковый усилитель с отрицательной обратной связью.

На схеме, приведенной на рис. 8-12, имеется три каскада с мостовой компенсацией нуля. Дополнительно, для стабилизации усиления можно использовать отрицательную обратную связь с помощью цепи, показанной пунктирной линией.

Подобные схемы очень слабо реагируют на изменения питающего напряжения, но являются дорогими из-за необходимости в относительно большом числе дополнительных ламп.

## 8-7. Ламповые электрометры

Одним из первых применений усилителей с непосредственной связью было использование их в качестве электрометров для измерения электростатических потенциалов или токов порядка  $10^{-13}$  а и ниже.

Любая электронная лампа представляет устройство, управляемое входным напряжением. Для того, чтоб получить ощутимое напряжение сигнала при столь малых токах, как указано выше, необходимо пропускать их через очень большие сопротивления, величина которых достигает  $10^{14}$  ом. Как известно, сеточные токи обычных ламп могут значительно превосходить по величине токи, которые надо измерять в подобных схемах. При отрицательном напряжении на сетке ее ток складывается из ионной составляющей, возникающей вследствие наличия в лампе остаточных газов и высоких напряжений на электродах, из

составляющей фотоэлектронной эмиссии сетки и токов утечки по изолирующим поверхностям лампы.

Специальные электрометрические лампы, имеющие чрезвычайно малые токи сеток, работают при очень низких напряжениях, защищены от возможности возникновения фотоэлектронной эмиссии и для уменьшения токов утечки имеют выводы электродов, далеко разнесенные друг от друга по поверхности колбы, которая изготавливается из особого, чрезвычайно «высокоомного» стекла».

Электрометрические лампы обычно имеют две сетки, причем управляющей является сетка, более близкая к аноду и ближайшая к катоду, работающая под небольшим положительным потенциалом, используемая для формирования в прикатодной области электронного — «виртуального» — катода, т.е. объемного заряда с минимумом потенциала, играющим роль «действующего» катода и позволяющим повысить крутизну лампы и снизить ее внутренние шумы. Кроме того, положительный потенциал катодной сетки отталкивает испускаемые катодом положительные ионы и не дает им достигать второй, в данном случае управляющей, сетки.

В настоящее время лампы «с катодной сеткой», работающие при низких анодных напряжениях ( $6 \div 15$  в), имеющие чрезвычайно высокую крутизну (до  $20\text{--}30$  ма/в) при малых междуэлектродных емкостях, все шире внедряются в различные области электроники.

Управляющая сетка электроизмерительных ламп находится под отрицательным, а анод под положительным напряжением на несколько вольт меньшим потенциала ионизации любого из имеющихся в лампе «остаточных» газов. Коэффициент усиления примерно равен единице, и лампа работает не как усилитель напряжения, а как преобразователь сопротивления, снижающий очень большое сопротивление сеточной цепи до относительно небольшого сопротивления выходной цепи, равного сопротивлению измерительного прибора, включенного в эту цепь. Сеточные токи электроизмерительной лампы имеют порядок  $10^{-15}$  а, что иллюстрирует рис. 8-13, на котором приведена характеристика сеточного тока подобной лампы.

Типовая схема включения электрометрической лампы показана на рис. 8-14. Все напряжения здесь задаются одной батареей. Сопротивление  $R$  представляет чрезвычайно высокоомное входное сопротивление, которое должно быть тщательно защищено от влаги, пыли

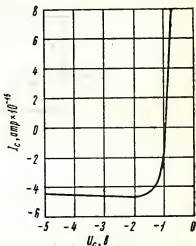


Рис. 8-13. Характеристика тока управляющей сетки электрометрической лампы, работающей при  $U_a = 6$  в.

и иных загрязнений, так как его величина не должна уменьшаться за счет поверхностных утечек.

Один конец измерительного прибора подсоединяется к аноду, а другой к делителю напряжения; его ток можно устанавливать равным нулю при нулевом входном сигнале. Сопротивления  $R_3$  с  $R_4$  и  $R_1$  с  $R_x$  и  $R_2$  образуют три плеча моста с лампой в качестве четвертого.

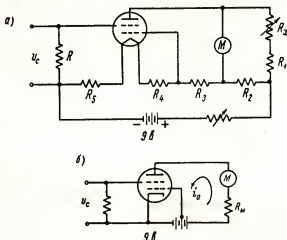


Рис. 8-14. Измерительное устройство с электрометрической лампой (а). Эквивалентная схема устройства а (б).

При нулевом входном сигнале регулировкой сопротивления  $R_x$  мост балансируется и ток измерительного прибора будет равняться нулю.

В данной схеме можно использовать весьма чувствительный прибор, дающий отклонение на полную шкалу при значительно меньшем токе, чем начальный анодный ток, так как прибор показывает лишь изменения тока при сбалансированной начальной составляющей, что существенно повышает чувствительность устройства.

Так как выходным сигналом подобной цепи является анодный ток лампы, для оценки чувствительности схемы необходимо знать динамическую крутизну, определяющую изменение выходного тока при изменении входного напряжения. Для усилителя с измерительным прибором в анодной цепи, имеющим сопротивление  $R_m$ , анодный ток, как следует из эквивалентной схемы, приведенной на рис. 8-14, б, будет:

$$i_a = \frac{\mu u_c}{R_1 + R_m},$$

и усредненная динамическая крутизна

$$S_{\text{дин}} = \frac{i_a}{u_c} = \frac{\mu}{R_1 + R_m}, \quad (8-25)$$

и, если  $R_m$  невелико, то крутизна динамической характеристики почти точно равна крутизне ненагруженной лампы. Поэтому основными требованиями, предъявляемыми к лампам для подобных устройств, являются большая крутизна и очень малые сеточные токи.

## 8-8. Остаточный дрейф в усилителях с непосредственной связью

Усилители с непосредственной связью могут быть хорошо стабилизированы по отношению к разного рода дрейфам выходного напряжения, обусловленным непостоянством питающих напряжений, как с помощью методов, описанных в предыдущих разделах, так и путем использования хорошо стабилизированных источников питания. Однако остается еще один некомпенсированный эффект, связанный с изменениями эмиссионных свойств катода или контактных потенциалов и с иными внутриламповыми причинами, которые приводят к изменениям характеристик и параметров лампы, что ведет к дрейфу рабочей точки усилителя. Подобные изменения часто сопутствуют общему старению лампы и являются очень медленными процессами, так что частоты их лежат далеко за нижней граничной частотой усилителей с реостатно-емкостной связью. Поэтому в усилителях с иной, не непосредственной связью эти частоты в выходном сигнале отсутствуют.

Однако в усилителе с непосредственной связью, имеющем полосу пропускания, простирающуюся вплоть до нулевой частоты, даже очень медленные изменения рабочей точки сразу отражаются на величине выходного сигнала постоянного тока, и подобные явления, называемые остаточным дрейфом, так же необходимо здесь учитывать.

На рис. 8-15 сплошными кривыми показаны характеристики новой лампы и пунктирной кривой — характеристика лампы при напряжении на сетке  $u_c$  после длительной работы.

Вначале, при смещении  $u_c$ , рабочая точка была в точке  $Q$ , т.е. на пересечении сплошной кривой с нагрузочной прямой. После же продолжительной работы лампы эта характеристика (показанная сплошной кривой) вследствие старения лампы переходит в характеристику, показанную пунктирной линией и при том же смещении  $u_c$ , а рабочая точка смещается по нагрузочной прямой в точку  $Q'$ , которой соответствует выходной ток  $i_a'$ .

При анализе остаточного дрейфа выходного тока можно считать, что лампа не изменилась, а от  $u_c$  до  $u_c$  изменилось смещение. Таким образом, дрейф усилителя эквивалентен введению в сеточную цепь дополнительного источника напряжения смещения и величину дрейфа



Рис. 8-15. Уход рабочей точки вследствие старения лампы.

можно выразить в единицах эквивалентного изменения напряжения на сетке за час работы. Величина дрейфа оценивается по значению приращения сеточного напряжения, необходимого для восстановления выходного тока до его первоначальной величины.

В усилителях постоянного тока с обратной связью этот дрейф можно уподобить шумам или каким-либо другим возмущениям в замкнутой цепи обратной связи. При этом может быть использована методика анализа, рассмотренная в разделе 7-4 при выводе уравнения (7-9). Это уравнение имеет вид

$$U'_{\text{вых}} = \frac{A}{1 - A\beta} \left( U_{\text{вх}} + \frac{N}{A_1} \right),$$

где  $A = A_1 \cdot A_2$  равно произведению коэффициентов усиления участков схемы соответственно до ( $A_1$ ) и после ( $A_2$ ) введения шума.

Так как предполагается, что эквивалентное напряжение дрейфа или шума вносится во входную цепь, начальное значение коэффициента усиления  $A_1$  будет равно единице и выходное напряжение при наличии обратной связи равняется:

$$u_{\text{вых}} = \frac{A}{1 + A\beta} (u_{\text{вх}} + u_{\text{др}}), \quad (8-26)$$

где  $u_{\text{вх}}$  — входной сигнал;

$u_{\text{др}}$  — эквивалентное напряжение дрейфа.

Таким образом, обе эти составляющие входного сигнала влияют на выходной сигнал одинаково и обратная связь их не может разделить.

На протяжении многих лет остаточный дрейф компенсировался путем подстройки входного смещения вручную. Однако сейчас разработаны полностью автоматизированные системы, которые рассмотрены в последующих разделах.

### 8-9. Усилители с преобразованием постоянного тока в переменный

Механические прерыватели, или синхронные выключатели, были разработаны для прерывания, или модуляции, очень малых постоянных токов или очень низкочастотных входных сигналов, в результате чего получается переменное напряжение, амплитуда которого пропорциональна входному сигналу постоянного тока.

Это переменное напряжение усиливается соответствующим усилителем переменного тока, и его выходное напряжение используется или в виде сигнала переменного тока или снова преобразуется в постоянный ток.

Подобные системы дают вполне удовлетворительные результаты при усилении медленно меняющихся сигналов и в значительной мере упрощают решение проблемы дрейфа.

Прерыватель (рис. 8-16) имеет следующее устройство.

Магнитная цепь катушки поляризуется постоянным магнитом и в ней возбуждается переменный поток. Последний насыщает магнитную цепь столь сильно, что изменения потока проявляются лишь вблизи нулевых точек цикла. Вибрирующий контакт разрывает цепь сигнала постоянного тока каждые полпериода возбуждающего переменного тока, причем вследствие насыщения сердечника переключения происходят вблизи нулевых точек циклов.

Обычно частота возбуждения прерывателей 50—60 *гц*, хотя некоторые из них предназначены для работы на частотах 400 и 1000 *гц*.

На рис. 8-17, *а* показана последовательная схема усилителя-прерывателя, в котором входной сигнал переменного тока, подаваемый на соответствующий усилитель, получается путем попеременного соединения входа усилителя с источником постоянного тока и землей.

При этом выходной сигнал будет иметь вид переменного тока до тех пор, пока он не будет выпрямлен диодом или каким-либо другим устройством.

В схеме, приведенной на рис. 8-17, *б*, необходимость в добавочном выпрямительном диоде устраняется благодаря включению прерывателя параллельно клеммам вход — выход усилителя переменного напряжения. При использовании подобной схемы включения этот прерыватель синхронно выпрямляет выходной сигнал.

Анализируя работу этой схемы, предположим, что в начальный момент язычок прерывателя примыкает к правому контакту. При этом конденсатор  $C_1$  зарядится через сопротивление  $R_1$  до потенциала источника постоянного тока. Когда язычок перебросится в левое положение, конденсатор  $C_1$  окажется заземленным и будет разряжаться, вызывая протекание тока через сопротивление  $R_1$  в обратном направлении и создавая, таким образом некоторое переменное напряжение на входе усилителя. В течение этого же интервала выходной сигнал усилителя, проходя через конденсатор  $C_2$ , заряжает конденсатор выходного фильтра  $C_3$ .

Когда язычок переключателя возвратится в правое положение, конденсатор  $C_1$  будет снова заряжаться от источника сигнала постоянного тока, давая входной сигнал противоположной полярности. Выходной конденсатор  $C_2$  оказывается заземленным, в результате чего на конденсатор  $C_3$  не поступает сигнала этой полярности.

Таким образом, на усилитель подается двусторонний входной сигнал переменного тока, а на выходную емкость  $C_3$  в течение соответствующих полупериодов подаются однополярные импульсы. Поэтому на выходе усилителя и появляется сигнал в виде выпрямленного постоянного тока.

Если выходной постоянный ток должен быть свободен от искажений, т.е. в каждой временной точке должен быть по величине строго пропорционален входному напряжению, то все переменные компоненты,

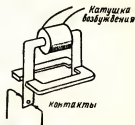


Рис. 8-16. Конструкция прерывателя.

вносимые процессом переключения, должны быть уничтожены. Эту задачу выполняет выходной фильтр. Для обеспечения соответствующей фильтрации его постоянная времени должна быть велика по сравнению с периодом прерывания, а высокочастотная граница полосы

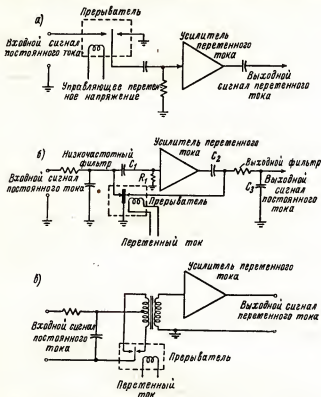


Рис. 8-17. Простой усилитель-прерыватель с переменным выходным сигналом (а). Синхронный прерыватель с выходным сигналом постоянного тока (б). Усилитель-прерыватель с входным трансформатором и переменным выходным сигналом (в).

пропускания фильтра должна быть в 10—50 раз меньше частоты переключения.

Это накладывает определенные ограничения на скорость изменения входного сигнала усилителя или на допустимую ширину его полосы частот, которая может быть усилена без искажения. Обычно частота прерываний равна 50—60 гц, откуда полоса пропускания фильтра должна лежать в пределах 0—6 гц.

Таким образом, получая решение проблемы дрейфа, приходится жертвовать широкополосностью.



В ряде практических случаев, как, например, для усиления постоянных напряжений от термопар, используемых для измерения высокой температуры в печах и в иных усилителях-прерывателях, применяемых в промышленных самопишущих термометрах, это не представляет серьезного недостатка.

Другой основной трудностью, возникающей при работе усилителей-прерывателей в режиме усиления малых входных сигналов постоянного тока, является фон от переменного тока управляющей катушки.

Это «паразитное» напряжение усиливается так же, как и сигнал. Если усилитель имеет большой коэффициент усиления, напряжение шумов может перегружать последующие каскады и вызывать их неправильную работу, несмотря на то, что выходной фильтр и устраняет их из выходного сигнала. Хотя кардинальное решение в этом случае дает только узкая полоса пропускания, но тем не менее экранирование усилителя от управляющей катушки реле, обтекаемой переменным током, и от силовых проводов играет большую роль.

В третьем варианте прерывателя-усилителя (рис. 8-17, в) прерыватель включается в первичную обмотку входного трансформатора и выпрямление либо вообще не производится, либо оно осуществляется с помощью диодов в последующих блоках схемы. Если шумовые и прочие наводки не должны быть заметны, что необходимо при усилении малых входных сигналов, изоляция и экранировка входного трансформатора играют чрезвычайно важную роль.

Выбор схемы (рис. 8-17, а, б, в) частично зависит от выходного сопротивления источника исходных сигналов постоянного тока.

Схемы а и б лучше подходят для работы с источниками, имеющими высокое выходное сопротивление, тогда как схема в может быть использована для согласования низкоомного выхода источника с высокоомным входом усилителя.

Там, где требуется усиливать более широкую полосу частот, можно применить более высокие частоты прерывания, однако для механических прерывателей частоты в 400—1000 гц уже близки к предельным. Для входной полосы частот от нуля до нескольких десятков и сотен тысяч герц может быть использован уравновешенный мостик на полупроводниковых диодах, называемый обычно варистором (рис. 8-18). Когда переменное напряжение через трансформатор *Tr* подается на диоды моста, то в течение одного «проводящего» полупериода все диоды будут проводить ток, закорачивая, таким образом, входную цепь лампы на землю.

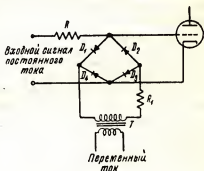


Рис. 8-18. Диодный модулятор.

В течение второй половины периода все диоды токи не проводят, благодаря чему, и на сетку лампы подается полный входной сигнал. Если внутреннее сопротивление диодов приближается к нулю в то время, когда они открыты, триод будет управляться напряжением, изменяющимся от амплитудного значения сигнала до нуля. Так как сопротивление реальных диодов не равно нулю, во входную цепь постоянного тока включается последовательно сопротивление  $R$  и отношение внутреннего сопротивления моста к  $R$  определяет величину той части входного напряжения, которая в течение проводящего полупериода с открытыми диодами подается на вход лампы. Входной сигнал имеет ту же несущую, или основную, частоту, что и переменный ток, подаваемый на мост через трансформатор  $Tr$ . Эта частота может равняться нескольким сотням тысяч герц и даже нескольким мегагерцам, а допустимая полоса частот усищаемого входного сигнала может быть расширена от нуля до десятков и сотен тысяч герц.

Учитывая, что величина внутреннего сопротивления диодов может изменяться, заключаем, что и этот метод не свободен от дрейфа, причем решение проблемы дрейфа варистора может быть получено так же, как и для усилительных ламп.

#### 8-10. Усилители с непосредственной связью, стабилизированные с помощью усилителей-прерывателей

В двух предыдущих разделах были упомянуты возможности дальнейшего улучшения компенсации дрейфа. Уравнение (7-9) показы-

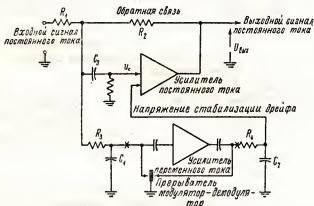


Рис. 8-19. Усилитель с непосредственной связью, использующий усилитель-прерыватель для стабилизации дрейфа.

вает, что шумы в усилителе с обратной связью уменьшаются пропорционально усилению, предшествующему точке введения шума.

Если рассматривать дрейф как напряжение шумов, то введение бездрейфового усилителя до узла, в котором «зарождается» дрейф, будет уменьшать последний. Дрейф явление очень низкочастотное, поэтому

для усиления низкой частоты перед первой лампой усилителя с непосредственной связью может быть добавлен усилитель-прерыватель с присущей ему узкой полосой пропускания. При этом, как следует из схемы усилителя с непосредственной связью, стабилизированного с помощью усилителя прерывателя (рис. 8-19), высокочастотным компонентам предоставляется возможность прямо через конденсатор  $C_3$  проходить на дополнительный усилитель с непосредственной связью, имеющий более широкую полосу пропускания.

Как видно из рисунка, напряжение, появляющееся благодаря дрейфу на выходе основного усилителя с непосредственной связью, через сопротивление  $R_2$  снова подается на вход, и, будучи очень низкочастотным, успевает заряжать конденсатор  $C_1$  через входной фильтр  $R_3 C_1$ , имеющий большую постоянную времени по сравнению с периодом прерываний. Появляющееся на  $C_1$  напряжение модулируется, усиливается и синхронно выпрямляется с помощью одного и того же дополнительного усилителя-прерывателя. После того, как выходной сигнал фильтруется и переменные компоненты частоты прерывания подавляются при помощи цепи  $R_4 C_2$  с большой временной постоянной, он подается на вход основного усилителя с непосредственной связью в виде напряжения стабилизации дрейфа. Это напряжение уничтожает эквивалентное сеточное напряжение дрейфа и сводит выходное напряжение дрейфа к нулю.

На рис. 8-20 показан способ подачи компенсирующего дрейфа напряжения на вход усилителя с непосредственной связью, при котором для сложения двух входных сигналов в первом каскаде используется катодная связь.

Конденсатор  $C_2$  требуется не всегда, так как, если даже напряжение дрейфа и появляется в  $u_c$  вместе с более высокочастотными компонентами, его влияние незначительно.

Если коэффициент усиления усилителя переменного тока равен  $A_2$ , напряжение стабилизации дрейфа будет в  $A_2$  раз больше исходного напряжения дрейфа; таким образом, компонента дрейфа, попадающая непосредственно на сетку при достаточно большом  $A$ , будет пренебрежимо мала по сравнению с напряжением дрейфа, увеличенным в  $A_2$  раза.

Это можно объяснить более подробно. Если  $u_c$  представляет некоторый дрейф на входе усилителя с непосредственной связью и  $u_{\text{вых}}$  — выходное напряжение при отсутствии стабилизирующего напряжения, то

$$u_{BbX} = -A_1 u_{c3}$$

где  $A_1$  — коэффициент усиления усилителя с непосредственной связью.

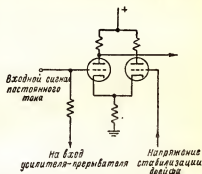


Рис. 8-20. Метод ввода низкочастотных дрейфовых компонент в усилитель с непосредственной связью.

В схеме же со входной цепью, аналогичной изображенной на рис. 8-19, при коэффициенте усиления усилителя переменного тока  $A_2$  выходное напряжение составляет

$$u'_{\text{вых}} = -A_1 A_2 u'_c - A_1 u'_c,$$

где  $u'_c$  — входной сигнал при наличии стабилизирующего усилителя.

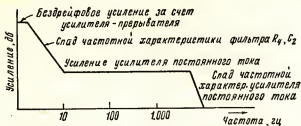


Рис. 8-21. Частотная характеристика усилителя, стабилизированного с помощью усилителя-прерывателя.

Для того чтобы понять это уравнение, необходимо вспомнить, что оба коэффициента усиления  $A_1$  и  $A_2$  соответствуют разным частотным характеристикам, благодаря ограничениям, вносимым прерывателем, и что низкая частота, такая как частота сигнала дрейфа, усиливается последовательно двумя усилителями, давая усиление  $-A_1 A_2$ , в то время как более высокочастотная часть усиливается только одним усилителем, соответственно чему усиление будет равно всего  $A_1$ .

По существу эта схема представляет собой усилитель переменного тока, включенный последовательно с усилителем с непосредственной связью для низких частот. Частотная характеристика подобного «составного» усилителя, приведенная на рис. 8-21, иллюстрирует особо высокое «экстра»-усиление, имеющееся на весьма низких частотах благодаря дополнительному усилению  $A_2$ .

Если положить, что выходной дрейф будет равен одной и той же величине как без стабилизирующего усилителя, так и с ним, т.е. полагая, что  $u_{\text{вых}} = u'_{\text{вых}}$ , то из предыдущего уравнения получим

$$u'_c = \frac{u_c}{A_2 + 1}. \quad (8-27)$$

Иными словами, компонента входного напряжения, необходимая для вызова одного и того же дрейфа, при наличии второго усилителя уменьшается в  $(A_2 + 1)$  раз по сравнению со случаем, когда этот усилитель отсутствует. Следовательно, эквивалентное напряжение дрейфа уменьшается в это же число раз, указывая тем самым на улучшение стабильности.

Большая постоянная времени выходной цепи усилителя-стабилизатора дрейфа позволяет использовать подобный усилитель для стабилизации нескольких усилителей с непосредственной связью. Для отключения усилителя-прерывателя в точках xx от одного усилителя и подклю-

чения его попеременно к каждому из остальных используется коммутирующее устройство, работающее от мотора.

Благодаря большим постоянным времени, напряжение фильтров мало изменяется в течение коммутационного цикла, и, так как дрейф является очень слабо меняющейся величиной, коррекция выходного напряжения фильтра на  $C_2$  может производиться лишь время от времени. Таким образом, стоимость подобной стабилизации для больших групп усилителей сокращается.

## 8.11. Операционные усилители

Многие усилители с непосредственной связью используются для выполнения математических операций, таких как суммирование, дифференцирование и интегрирование. Подобные усилители называют обычно операционными усилителями. Входные сигналы, используемые при выполнении этих операций, могут включать постоянные или очень медленно меняющиеся компоненты, что требует применения усилителей с непосредственной связью.

При составлении схемы операционного усилителя может быть использована почти любая комбинация рассмотренных выше элементов, дающая линейное и стабильное усиление в схеме с непосредственной связью, к которой добавляется несколько специфических цепей и блоков, обеспечивающих получение нужных фазовых сдвигов и требуемого вида обратной связи.

Типовая блок-схема операционного усилителя показана на рис. 8-22. Она дает усиление

$$A = - \frac{u_2}{u_1} \quad (8-28)$$

при изменении фазы выходного сигнала на  $180^\circ$ .

Напряжения и токи, указанные на рис. 8-22, являются мгновенными функциями времени и подчиняются обычным законам электрических цепей.

$$u_R = iR; \quad (8-29)$$

$$u_L = L \frac{di}{dt} = Lp i; \quad (8-30)$$

$$u_C = \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_1} i dt = \frac{i}{Cp}, \quad (8-31)$$

где оператор  $p = d/dt$ .

Нетрудно показать, что знак

$1/p$  в уравнении (8-31) означает операцию интегрирования.

При использовании символики операционного анализа соотношения между токами и напряжениями для трех основных элементов электрических цепей  $R$ ,  $C$  и  $L$  принимают вид:

$$\frac{u}{i} = R; \quad \frac{u}{i} = Lp; \quad \frac{u}{i} = \frac{1}{Cp}.$$

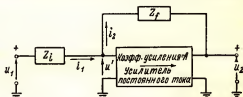


Рис. 8-22. Блок-схема операционного усилителя.

В общем случае относительно любого из этих трех соотношений можно записать

$$u/i = Z_{(p)}, \quad (8-32)$$

где  $Z_{(p)}$  называется операционным импеданцем.

Анализ работы схемы, изображенной на рис. 8-22, будет более общим, если вначале не рассматривать отдельные элементы, из которых составлены цепи полного входного и выходного сопротивления  $Z_{вх}$  и  $Z_{вых}$ , а также иные цепи, и считать последние просто операционными импедансами ( $Z_{вх(p)}$ ,  $Z_{вых(p)}$  и т.д.) соответствующих цепей.

После того, как общий анализ работы усилителя будет закончен, можно подставить значение  $u/i$  для любого элемента цепи или их комбинации, используемой в данном конкретном случае, и произвести расчет схемы.

Входное напряжение  $u_{вх}$  подается через  $Z_{вх(p)}$  с замкнутой обратной связью, вводимой через  $Z_{f(p)}$ . Если ток сеточной цепи первой лампы усилителя пренебрежимо мал, то  $i_1 = i_2$ , и, используя уравнение (8-32), можно написать

$$\frac{u_1 - u'}{Z_{вх(p)}} = \frac{u' - u_2}{Z_{f(p)}}. \quad (8-33)$$

Используя определения коэффициента усиления из (8-28), входное напряжение  $u'$  можно исключить, в результате чего получим

$$-u_2 \left[ Z_{вх(p)} + \frac{Z_{вх(p)}}{A} + \frac{Z_{f(p)}}{A} \right] = Z_{f(p)} u_1,$$

откуда

$$-u_2 = \frac{Z_{f(p)}}{Z_{вх(p)}} \cdot \frac{1}{1 + 1/A + [1 + Z_{f(p)}/Z_{вх(p)}]} u_1. \quad (8-34)$$

Если усиление усилителя  $A$  столь велико, что выполняется неравенство

$$A \gg 1 + \frac{Z_{f(p)}}{Z_{вх(p)}},$$

уравнение (8-34) упрощается и приобретает вид:

$$u_2 = \frac{Z_{f(p)}}{Z_{вх(p)}} u_1. \quad (8-35)$$

Это выражение является основным уравнением операционного усилителя. Точность этого приближенного уравнения возрастает с повышением коэффициента усиления, так как она зависит от ошибки приближения  $1 + \frac{Z_{f(p)}}{Z_{вх(p)}} \approx \frac{Z_{f(p)}}{Z_{вх(p)}}$ , причем получение достаточного усиления схемы обычно не представляет трудностей.

Исходя из предположения, что полярность  $u_2$  всегда противоположна полярности  $u_1$ , имеем, что при  $Z_{f(p)} = Z_{вх(p)} = R$  (из которых

каждое может быть, например, равно 1 Мом) схема будет отдавать выходной сигнал, равный по величине входному, но противоположный ему по знаку. Иными словами, в этом случае  $A = -1$ . Схема таким образом всегда изменяет знак входного сигнала на обратный.

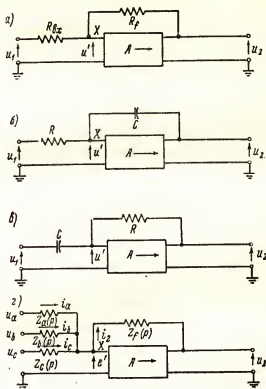


Рис. 8-23. Схемы операционных усилителей, предназначенных для выполнения следующих действий:  
а — изменения знака и умножения на константу;  
б — интегрирования; в — дифференцирования;  
г — суммирования.

Если  $Z_{f(p)}$  и  $Z_{вх(p)}$  представляют чисто омические, но неравные по величине сопротивления, то

$$u_2 = - \frac{R_f}{R_{вх}} u_1, \quad (8-36)$$

т.е. выходной сигнал будет равен входному сигналу с обратным знаком, умноженному на постоянный коэффициент, не зависящий ни от каких иных параметров усилителя, кроме  $Z_f$  и  $R_{вх}$ . Этот случай иллюстрирует рис. 8-23, а.

Если  $Z_{f(p)}$  — конденсатор и его операционный импеданс равен  $1/C_p$ , а  $Z_{вх(p)}$  представляет омическое сопротивление, уравнение (8-35) приобретает вид

$$u_2 = - \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{p} u_1. \quad (8-37)$$

При этом усилитель является точным интегратором входного сигнала по времени, так как его выходной сигнал хотя и противоположен по полярности входному, но по величине строго пропорционален интегралу последнего. Результат интегрирования умножается на постоянную  $1/RC$ .

При  $R = 1 \text{ Мом}$ , а  $C = 1 \text{ мкф}$  этот множитель оказывается равным единице.

Схема интегрирующего операционного усилителя показана на рис. 8-23, б. Входное напряжение  $u'$  составляет лишь  $1/A$  часть от выходного напряжения  $u_2$ , и при очень большом  $A$ , что обычно и имеет место, напряжение будет пренебрежимо мало по сравнению с  $u_2$ , так что потенциал точки  $u'$  на входе усилителя можно считать практически равным нулю, т.е. равным потенциалу земли. Поэтому разность потенциалов на интегрирующем конденсаторе  $C$  будет почти точно равна выходному напряжению  $u_2$ . Это имеет большое значение при задании начальных условий процесса интегрирования, так как начальный заряд на  $C$ , приложенный между выходным зажимом и землей, будет выражать начальные условия решаемой задачи.

Предположим, что  $Z_{вх(p)}$  — конденсатор и  $Z_{f(p)}$  — омическое сопротивление (рис. 8-23, в). Тогда уравнение (8-35) принимает вид

$$u_2 = -RC_p u_1, \quad (8-38)$$

где выходной сигнал усилителя представляет производную от входного с обратным знаком. Таким образом, в данном варианте схемы операционный усилитель является дифференциатором.

Иной режим работы, соответствующий суммированию ряда независимых входных сигналов, будет иметь место в схеме, показанной на рис. 8-23, г.

Из предыдущего следует, что

$$i_a + i_b + i_c = i_2,$$

и при очень большом  $A$ , когда можно считать  $u'$  малым по сравнению с каждым из входных или выходных напряжений, имеем

$$\frac{u_a}{Z_{a(p)}} + \frac{u_b}{Z_{b(p)}} + \frac{u_c}{Z_{c(p)}} = - \frac{u_2}{Z_{f(p)}},$$

откуда

$$-u_2 = \frac{Z_{f(p)}}{Z_{a(p)}} u_a + \frac{Z_{f(p)}}{Z_{b(p)}} u_b + \frac{Z_{f(p)}}{Z_{c(p)}} u_c. \quad (8-39)$$

Если все импедансы представляют собой одинаковые омические сопротивления, то

$$-u_2 = u_a + u_b + u_c,$$



т.е. выходной сигнал представляет сумму входных сигналов. Эта операция может быть проделана для любого числа входных сигналов.

Если на схему подаются отрицательные напряжения (возможно прошедшие через изменяющий знак усилителя), можно получить и алгебраическое суммирование.

Если же выбрать сопротивления так, чтобы отношения  $\frac{R_f}{R_a}, \frac{R_f}{R_n}, \frac{R_f}{R_c}$  не были равны, то можно получить умножение слагаемых на разные множители. Заменяя  $Zf(p)$  конденсатором, можно одновременно взять три интеграла и сложить их или, заменяя, скажем  $Z_{a(p)}, \dots$ , емкостью, можно сложить производные нескольких входных переменных.

При синусоидальном входном напряжении, подаваемом на схему интегратора, т.е. при  $u_1 = U_m \sin \omega t$ , выходное напряжение

$$u_2 = -\frac{1}{RC} \int U_m \sin \omega t \cdot dt = \frac{U_m}{\omega RC} \cos \omega t, \quad (8-40)$$

и для эффективных значений имеем

$$U_2 = -\frac{U_1}{j\omega RC}. \quad (8-41)$$

Это выражение можно проще получить прямой заменой  $p$  на  $j\omega$  в уравнении (8-37).

Очевидно, что выходной сигнал спадает пропорционально  $1/\omega$ , или со скоростью 6 дБ на октаву. Это открывает простую возможность контроля точности работы интегратора. Если, начиная с некоторой частоты, указанное соотношение нарушается, это означает, что интегратор работает правильно только до данной частоты.

В случае дифференциатора при  $u_1 = U_m \sin \omega t$  выходное напряжение

$$u_2 = -RC \frac{d}{dt} (U_m \sin \omega t) = -\omega RC U_m \cos \omega t,$$

и для эффективных значений

$$U_2 = -j\omega RC U_1,$$

что представляет собой уравнение (8-38) при  $p = j\omega$ . Выходное напряжение дифференцирующего устройства возрастает пропорционально  $\omega$  со скоростью 6 дБ на октаву. Если  $RC$  равно 1 и  $\omega = 377$  (при  $f = 60$  гц) выходное напряжение  $U_2$  будет в 377 раз больше входного напряжения  $U_1$ .

Таким образом, «паразитное» входное напряжение с частотой 60 гц (наводка или шум) приведет к появлению на выходе усилителя в  $\omega$  раз большего «паразитного» сигнала.

Из-за возрастания усиления «паразитных» сигналов с увеличением частоты и вытекающих отсюда трудностей решения проблемы шумов в счетно-аналитических устройствах при решении задач избегают операции дифференцирования, для чего «вводимые в машину» исходные уравнения соответствующим образом преобразуются.

Можно использовать вместо  $Z_f$  и  $Z_{вх}$  параллельные или последовательные комбинации из  $R$  и  $C$ . При этом выполняемые операции будут определяться видом отношения  $Z_{f(p)} / Z_{вх(p)}$ .

Операционный импеданс для любой  $RC$  цепи может быть легко записан в операционной форме, если вспомнить, что  $Z(p)$  легко получается из полного сопротивления  $Z$  заменой  $j\omega$  на  $p$ .

Несколько схем с цепями  $RC$ , выполняющими различные операции, приведены в качестве примеров на рис. 8-24.

Операционный усилитель является основным элементом многих электронно-счетных устройств. При его применении необходимо строго следить за тем, чтобы величины сопротивлений и емкостей были точно равны заданным значениям и конденсаторы имели очень малые утечки и малые остаточные заряды. Обычно в конденсаторах для операционных усилителей в качестве диэлектрика используется полистирол.

*Пример.* Вывести выражение для операции, производимой над входным напряжением в схеме, изображенной на рис. 8-24, 8.

Прежде всего запишем:

$$Z_{f(p)} = R_2 + \frac{1}{j\omega C}; \quad Z_{вх} = R_1.$$

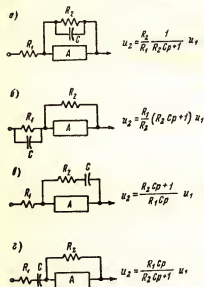


Рис. 8-24. Типовые схемы операционных усилителей.

Затем, заменяя  $j\omega$  на  $p$ , получаем выражения для операционных импедансов.

$$Z_{f(p)} = R_2 + \frac{1}{pC};$$

$$Z_{вх(p)} = R_1$$

и зависимость между  $u_2$  и  $u_1$ , определяемую выражением,

$$u_2 = \frac{R_2 + 1/pC}{R_1} u_1 = \frac{R_2 C p + 1}{R_1 C p} u_1.$$

## 8-12. Использование положительной обратной связи

Для обеспечения высокой точности выполнения заданных математических операций над входным сигналом операционные усилители должны иметь очень большой коэффициент усиления внутри цепи обратной связи.

Известно, что очень высокое усиление может быть легко получено путем использования положительной обратной связи, применяемой совместно с внешней отрицательной обратной связью, причем последняя обеспечивает требуемую стабильность усилителя.

Схема, в которой используется, например, положительная обратная связь между двумя последовательными каскадами (рис. 8-25), является очень простым средством получения чрезвычайно большого усиления от  $10^6$  и, теоретически, до бесконечности. Следовательно, в реальных электронно-счетных устройствах может быть обеспечена очень высокая точность выполнения заданных функциональных операций.

### 8-13. Моделирование

Имеются два основных вида электронно-счетных устройств:

1. Машины непрерывного действия, называемые также моделирующими, или аналоговыми.

2. Машины дискретного действия, называемые обычно цифровыми, соответственно их основному назначению, хотя область применения подобных машин не ограничивается выполнением математических операций над цифровыми величинами.

Электронные счетные машины моделирующего (аналогового) типа, в которых используются различные операционные усилители, дают решения физико-математических задач для самых разнообразных физических величин и выдают результат в виде значения требуемого угла поворота вала, нужной температуры или давления и т.д.. Разнородные физические процессы, определяемые условиями задачи, «моделируются» системой напряжений и токов, имеющих место в электрических цепях машины.

Учитывая, что точность выполнения математических операций самой машиной может быть сколь угодно велика, получаем, что точность результата ограничивается точностью измерения задаваемых машине исходных данных или же точностью измерения тех физических величин, в которых выражен результат, выдаваемый машиной, либо квалификацией оператора, производящего съем данных, если это необходимо.

Напротив, цифровые счетно-решающие устройства, которые будут рассмотрены в девятой главе, обеспечивают решение непосредственно в виде чисел, как например, в случае настольной счетной машины. Точность подобных машин ограничивается лишь «емкостью» машины, выраженной в количестве значащих цифр в исходных, промежуточных и конечных данных, с которыми оперирует машина, а это в свою очередь определяется, в основном, приемлемой стоимостью и сложностью машины. Цифровые счетно-решающие машины обычно более дороги, чем аналоговые, однако в случаях, когда требуемая точность должна быть выше 0,1%, стоимость аналоговой машины может превысить стоимость соответствующей цифровой машины.

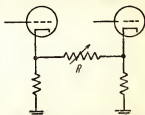


Рис. 8-25. Положительная обратная связь в операционном усилителе.

Существуют комбинированные типы электронно-счетных устройств, в которых аналоговые машины имеют цифровой выход или аналоговая индикация конечного результата, выдаваемого в виде вычерчиваемого на бумаге графика, либо осциллограммы, придается цифровой машине.

Аналоговые машины в основном применяются для инженерных расчетов, т.е. для решения систем линейных или нелинейных дифференциальных уравнений. Решения обычно имеют вид графиков (вычерчиваемых самопишущим прибором) или осциллограмм, выражающих изменения выходных напряжений или токов в функции от заданных величин.

Основной операцией при использовании подобных машин, или дифференциальных анализаторов, как их иногда называют, является составление дифференциальных уравнений или иных уравнений, описывающих анализируемую физическую систему. Огромную помощь в этом отношении оказывают уравнения Лагранжа, выражающие в общей форме энергетические процессы в системах. Эти уравнения будут рассмотрены в следующем параграфе.

Для заданной системы дифференциальных уравнений результат может быть получен как методом непосредственного моделирования, в котором эквивалентные электрические цепи используются непосредственно для воспроизведения временных изменений зависимых переменных заданной физической системы, так и функциональным методом, в котором электронные схемы производят математические операции, определяемые формой заданного дифференциального уравнения.

Первый метод применяется обычно для решения задач, связанных с конструированием, особенно там, где имеется много степеней свободы, последний же более удобен для использования в широкой области инженерных задач, связанных с работой систем и их управлением.

#### **8-14. Уравнения Лагранжа для динамических систем**

В большинстве случаев отправной точкой при моделировании являются дифференциальные уравнения, которые описывают анализируемую динамическую систему. Часто в инженерных задачах имеется так много переменных, что написать уравнения подобной системы оказывается очень трудно. Эти трудности усугубляются еще и тем, что в системе зачастую одновременно имеют место явления различной физической природы — механические, электрические, тепловые и др.

Уравнения Лагранжа указывают общую методику составления системы дифференциальных уравнений, при использовании которой этот процесс сильно упрощается. Важнейшим достоинством уравнений Лагранжа является та легкость, с которой при использовании их могут быть записаны выражения для потенциальной и кинетической энергии сложной системы и уравнения движения. Уравнения Лагранжа, которые не будут здесь выводиться, основываются на том физическом факте, что переходы системы из одного состояния равновесия в другое всегда происходят путем, требующим наименьшего изменения или затраты энергии.

Поскольку классические уравнения Лагранжа являются уравнениями движения, они должны быть определены в пространстве, в соответствующей координатной системе. В сложных случаях подобных координат, или независимых переменных любой иной физической природы, может быть сколь угодно много. Эти переменные будут в дальнейшем обозначаться буквами  $q_1, q_2, \dots$ , хотя в некоторых конкретных задачах могут быть использованы и иные символы. Например, для цепи, состоящей из трех элементарных контуров, переменными являются контурные токи  $i_1, i_2, i_3, \dots$  или соответствующие напряжения. Первая и вторая производные по времени в уравнениях Лагранжа обозначаются как обычно:  $\dot{q}_i$  и  $\ddot{q}_i$ . Количество подобных независимых переменных определяется числом  $n$ , т.е. количеством степеней свободы системы, которое, в свою очередь, равно числу независимых уравнений, требуемых для описания движения системы.

Если  $T$  представляет полную кинетическую энергию системы,  $V$  — ее полную потенциальную энергию по выбранным координатам,  $D$  — потерю энергий в секунду и  $f$  — приложенную силу, если таковая имеется, то уравнения Лагранжа устанавливают следующую зависимость между величинами:

$$\frac{d}{dt} \left[ \frac{\partial (T - V)}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial (T - V)}{\partial q_i} + \frac{1}{2} \frac{\partial D}{\partial \dot{q}_i} = f. \quad (8-42)$$

Символ  $q_i$  представляет собой любую из координат.

Таким образом, получается ровно столько уравнений, имеющих форму, аналогичную вышеприведенной, сколько независимых переменных имеется в системе.

В качестве иллюстраций метода Лагранжа рассмотрим снаряд массы  $m$ , движение которого определяется двумя координатами:  $x$  — расстоянием от некоторой заданной точки и  $y$  — высотой над землей. Для кинетической и потенциальной энергии снаряда можно записать

$$T = \frac{1}{2} m (\dot{x}^2 + \dot{y}^2); \quad V = mgy. \quad (8-43)$$

Вычисляем члены, необходимые для подстановки в (8-42):

$$\frac{\partial T}{\partial \dot{x}} = m\dot{x}; \quad \frac{\partial (T - V)}{\partial x} = 0; \quad \frac{\partial T}{\partial \dot{y}} = m\dot{y}; \quad \frac{\partial (T - V)}{\partial y} = -mg.$$

Потеря энергии  $D$  и приложенная сила  $f$  равны нулю. Следовательно, уравнения Лагранжа для каждой из координат  $x$  и  $y$  будут иметь вид

$$\frac{d}{dt} (m\dot{x}) - 0 = 0; \quad \frac{d}{dt} (m\dot{y}) + mg = 0,$$

откуда

$$\begin{aligned} m\ddot{x} &= 0; & m\ddot{y} &= -mg; \\ \ddot{x} &= 0; & \ddot{y} &= -g, \end{aligned}$$

что представляет известные результаты.

Уравнения Лагранжа имеют особенно большие преимущества при решении более сложных задач, скажем таких, как задача конденсаторного микрофона, изображенного на рис. 8-26.

Подобное устройство состоит из тонкой и упругой металлической диафрагмы, помещенной параллельно массивной металлической пластине. Звуковое давление создает силу, действующую на диафрагму, в резуль-

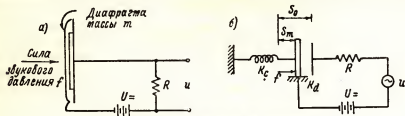


Рис. 8-26. Конденсаторный микрофон.

тате чего изменяется расстояние и емкость между диафрагмой и пластиной. Так как подаваемое на микрофон напряжение  $U$  есть константа, изменение емкости вызывает изменение заряда в соответствии с формулой

$$q = CU,$$

и поэтому при воздействии на диафрагму переменного звукового давления через сопротивление  $R$  будет протекать ток, дающий переменное выходное напряжение  $u$ .

В качестве координат берутся отклонение диафрагмы  $S$  и заряд  $q$  на конденсаторе.

Кинетическая энергия этой системы

$$T = \frac{m\dot{S}^2}{2}, \quad (8-44)$$

причем в случае наличия в электрической цепи индуктивности к правой части добавляется член  $L\dot{q}^2/2$ .

Потенциальная энергия

$$V = \frac{K_c S^2}{2} + \frac{q^2}{2c}. \quad (8-45)$$

Мгновенное значение емкости дается формулой

$$c = \frac{S_0}{S_0 - S} C',$$

где  $C$  — емкость при нулевом смещении подвижной диафрагмы, когда  $S = 0$ .

Следовательно,

$$V = \frac{K_c S^2}{2} + \frac{q^2}{2C'} \cdot \frac{S_0 - S}{S_0}. \quad (8-46)$$

Потеря энергии происходит благодаря сопротивлению  $R$  и трению  $K_d$ , проявляющемуся при изгибании металла диафрагмы. Следовательно,

$$D = K_d \dot{S}^2 + R \dot{q}^2 = K_d \dot{S}^2 + R \dot{q}^2. \quad (8-47)$$

Беря производные, необходимые для уравнений Лагранжа,

$$\frac{\partial}{\partial f} \left( \frac{\partial T}{\partial \dot{S}} \right) = m \ddot{S}; \quad \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial T}{\partial \dot{q}} \right) = 0; \quad \frac{\partial (T - V)}{\partial S} = -K_c S + \frac{q^2}{2C'} \cdot \frac{S_0 - S}{S};$$

$$\frac{\partial (T - V)}{\partial q} = -\frac{q}{C'} \cdot \frac{S_0 - S}{S}; \quad \frac{\partial D}{\partial \dot{S}} = K_d \dot{S}; \quad \frac{\partial D}{\partial \dot{q}} = 2R \dot{q}$$

и пользуясь уравнениями (8-42), получаем

$$m \ddot{S} + K_c S - \frac{q^2}{2C'} \cdot \frac{S_0 - S}{S} + K_d \dot{S} = f; \quad (8-48)$$

$$\frac{q}{C'} \cdot \frac{S_0 - S}{S} + R \dot{q} = c. \quad (8-49)$$

Это и есть система дифференциальных уравнений, описывающих действие конденсаторного микрофона, из непосредственного рассмотрения которой видно, что для каждой из выбранных координат получается одно уравнение.

Итак, уравнения Лагранжа дают простую методику, с помощью которой может быть написана система дифференциальных уравнений, выражающих исходные данные для электронно-счетной машины аналогового типа.

### 8-15. Прямые аналоговые устройства

Так называемый прямой аналог, или непосредственная модель некоторой задачи, получается при замене изучаемой физической системы, описываемой заданной системой дифференциальных уравнений, электрической схемой, действие которой описывается дифференциальными уравнениями идентичной математической формы.

Известно, что две системы уравнений одинаковой формы имеют решения одинакового вида; поэтому действие подобной электрической цепи является «моделью» процессов, происходящих в анализируемой физической системе.

Решение, получаемое в электрической цепи и выраженное в виде легко измеряемых токов и напряжения, точно соответствует аналогичным по математической форме соотношениям между независимыми и зависимыми переменными иной физической природы, имеющимися в анализируемой системе.

Например, обычная механическая система, представляющая инерционный пружинный амортизатор (рис. 8-27, а), может быть описана дифференциальным уравнением

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + K_d \frac{dx}{dt} + K_c x = F(t),$$

которое, используя равенство  $v = dx/dt$ , можно записать в виде

$$m \frac{dv}{dt} + K_d v + K_c \int v dt = F(t). \quad (8-50)$$

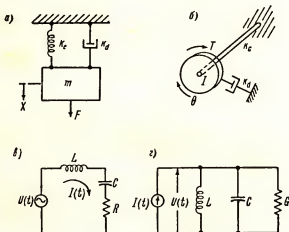


Рис. 8-27. Моделирующие системы.

Система вращения (рис. 8-27, б) описывается аналогичным по форме уравнением

$$I \frac{d^2 \Theta}{dt^2} + K_d \frac{d\Theta}{dt} + K_c \Theta = T(t),$$

где  $I$  — момент инерции;  
 $T$  — момент вращения;  
 $\Theta$  — угол поворота.

Данное уравнение, используя равенство  $\omega = d\Theta/dt$ , можно переписать в виде

$$I \frac{d\omega}{dt} + K_d \omega + K_c \int \omega dt = T(t). \quad (8-51)$$

При выносе уравнений (8-50) и (8-51) было принято, что в амортизирующем устройстве имеется вязкое трение, когда силы трения пропорциональны первой степени скорости.

В большинстве случаев это требование выполняется, или, при необходимости, известными простыми методами может быть введена соответствующая корректировка.



Простые изменения в буквенной символике позволяют преобразовать вышеприведенные уравнения к виду

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = u(t), \quad (8-52)$$

или к

$$C \frac{du}{dt} + Cu + \frac{1}{L} \int u dt = i(t), \quad (8-53)$$

т.е. к дифференциальным уравнениям электрических цепей, показанных на рис. 8-27, *в* и *г*.

Из того факта, что уравнения (8-52) и (8-53) механических систем и уравнения (8-50) и (8-51) электрических систем полностью аналогичны по форме, вытекает, что электрические цепи (рис. 8-27, *в* и *г*) могут служить моделью механических систем с поступательным и вращательным движением (рис. 8-27, *а* и *б*).

Механические системы (рис. 8-27, *а* и *б*) могут быть смоделированы как с помощью схем *в*, так и посредством схемы *г*; выбор моделирующей схемы является произвольным и определяется в основном наличием деталей  $L$ ,  $C$  и  $R$  соответствующих величин. В схеме, указанной на рис. 8-27, *в*, независимой переменной является  $u(t)$  и зависимой переменной  $i(t)$ , что аналогично соответственно силе  $f(t)$  или моменту скручивания  $T(t)$  и скоростям  $v$  или  $\omega$ . Емкость в моделирующей электрической цепи играет роль массы, а электрический ток — роль силы. Подобную систему моделирования принято называть системой типа масса—емкость или сила — ток.

Изучение характера зависимости  $i(t)$  в схеме рис. 8-27, *в* или  $u(t)$  в схеме рис. 8-27, *г* с помощью осциллографического или какого-либо другого метода дает в случае возбуждения этих схем напряжением или током, являющимся функцией времени, решения, которые могут быть интерпретированы в терминах скоростей, ускорений, перемещений и т.д. в аналогичных механических, термических и других анализируемых системах различной физической природы.

С помощью электронных схем сравнительно просто могут быть получены синусоиды, различные виды импульсов, пилообразные колебания и иные сигналы, используемые для моделирования разнородных временных функций.

Составление эквивалентных схем радиоэлектронных устройств и использование в них генераторов напряжения и генераторов тока основаны на принципах моделирования.

Для иллюстрации метода непосредственного моделирования механических систем электрическими в табл. 8-1 приведена сводка основных механических переменных поступательного и вращения движения и их прямых электрических аналогов в системах масса — ток ( $m - I$ ) масса — емкость ( $m - C$ ).

При желании можно найти подобные аналоги для иных физических величин и иных систем. В табл. 8-2 приведены аналоги некоторых важнейших математических интегралов и производных и т.д., которые

Таблица 8-1

## Некоторые механические величины и их электрические аналоги

Движение		Электрические величины	
поступательное	вращательное	$m - I$	$m - C$
Сила $f$	Вращательный момент $T$	$u$	$I$
Масса $m$	Момент инерции $I$	$L$	$C$
Трение $K_d$	Трение $K_d$	$R$	$G$
Скорость $v$	Скорость (угловая) $\omega$	$I$	$U$
Упругость $K_c$	Упругость $K_c$	$1/C$	$1/L$
Смещение (линейное) $x$	Смещение (угловое) $\theta$	$q$	$udt$

Таблица 8-2

## Электрические аналоги важнейших функций механических величин

Система моделирования	Исходные функции	Электрические аналоги
Масса — индуктивность	$f = m \frac{dv}{dt}$ $v = \frac{1}{m} \int f dt$ $W = \frac{mv^2}{2}$	$u = L \frac{di}{dt}$ $i = \frac{1}{L} \int u dt$ $W = \frac{Li^2}{2}$
Упругость — емкость	$f = K_c \int v dt$ $v = \frac{1}{K_c} \cdot \frac{dfx}{dt}$ $W = \frac{fx}{2} = \frac{f^2}{2K_c}$	$u = \frac{1}{C} \int i dt$ $i = C \frac{du}{dt}$ $W = \frac{uq}{2} = \frac{Cu^2}{2}$
Трение — сопротивление	$f = K_d v$ $v = \frac{f}{K_d}$ $W = \int f v dt$ $P = f v$	$u = Ri$ $i = \frac{u}{R}$ $W = \frac{u^2}{R}$ $p = ui$

могут быть использованы при переводе элементов заданной системы уравнений в элементы электрических схем.

Нередко в электрических моделирующих цепях встречается следующая трудность. Реальные индуктивности всегда имеют некоторое

омическое сопротивление, так же как со всякой механической системой связано трение. Однако отношение массы или момента инерции к неизбежному трению в механических устройствах часто бывает во много раз больше, чем отношение  $L/R$ , предельно достижимое в цепях с индуктивностями. Это ведет к трудностям в моделировании, и там, где использование модели  $L/R$  затруднительно, может оказаться целесообразным применение моделей системы масса — емкость, так как конденсаторы имеют значительно меньшие внутренние активные потери, чем индуктивности.

Метод прямых аналогов применяется при решении таких задач, в которых масса, упругость или трение могут быть непосредственно заменены на  $L$ ,  $C$  или  $R$ . При этом за очень короткое время могут быть изучены закономерности, получающиеся при изменении параметров системы в широких пределах.

Принципы подобия в структуре систем разнородных физических величин и их электрических аналогов облегчают использование методов непосредственного моделирования и в реальных условиях.

### 8-16. Коэффициенты подобия

В анализируемых задачах, относящихся к различным физическим величинам, могут быть использованы любые системы единиц. Так, например, с равным успехом могут использоваться механические системы метр—килограмм—сек. ( $MKS$ ) или фунт—фут—секунда. Однако для электрических аналогов принято пользоваться системой  $MKS$ . Таким образом, на практике  $1\text{ г}$  массы при моделировании может быть принят эквивалентным  $1\text{ мг}$ , или же  $1\text{ фунт}$  массы при соответствующем выборе всех остальных величин может быть принят эквивалентным  $1\text{ млн}$ .

Коэффициенты подобия, выражающие отношения моделируемых и моделирующих величин, должны быть подобраны соответствующим образом. В механических системах обычно имеются три основные величины: масса  $M$ , длина  $l$  и время  $T$ , которые могут быть произвольно заданы в качестве исходных, или основных. Следовательно, при моделировании механических процессов электрическими должны быть выбраны только три коэффициента подобия; все остальные переводные коэффициенты будут их производными. Так, например, в системе моделирования масса—индуктивность должны быть заданы три коэффициента  $s_1, s_2, s_3$ , которые выбираются таким образом, чтобы получились реализуемые в практических условиях значения элементов электрической цепи.

$$L \doteq s_1 M; Q \doteq s_2 l; t \doteq s_3 T,$$

где  $L, Q, t$  — индуктивность, заряд и время в системе электрических аналогов;

$M, l, T$  — масса, длина и время в механической системе.  
(символ  $\doteq$  означает аналогию).

Используя обычные соотношения, можно установить размерности для остальных аналогов или даже заменить какой-либо из основных

коэффициентов подобия  $s_1$  производным коэффициентом. Так, например, непосредственное использование  $s_2$  в ряде случаев будет неудобно, так как с электрическими зарядами обычно не работают.

Однако поскольку размерность тока определяется как  $Q/t$ , а его аналога — скорости как  $l/t$ , для коэффициента подобия при единице тока получим следующее выражение:

единица тока равна  $\frac{Q}{t} = \frac{s_2 l}{s_2 T} = \frac{s_2}{s_2}$  единиц скорости.

Множители  $s_2$  и  $s_3$  могут быть выбраны произвольно с тем, чтобы получить удобные соотношения между количественными значениями токов в электрической модели и скоростей в анализируемой задаче.

Значения коэффициента подобия для напряжения можно получить используя соотношение  $u = L di/dt$ , что дает:

единица напряжения равна  $\frac{Q}{t^2} = \frac{s_1 M s_2 l}{(s_2 T)^2} = \left[ \frac{s_1 s_2}{s_2} \right]$  единицы силы, так как сила имеет размерность  $MIT^{-2}$ .

Формулы размерности для некоторых важнейших коэффициентов подобия, используемых при моделировании механических процессов, приведены в табл. 8-3.

Таблица 8-3

**Формулы размерности коэффициентов подобия для основных электрических величин моделирующих механических систем**

Величина	Ф о р м у л а
Ток	$\dot{=} (s_2 s_3^{-1}) \cdot (\text{скорость})$
Напряжение	$\dot{=} (s_1 s_2 s_3^{-1}) \cdot (\text{силу})$
Сопротивление	$\dot{=} (s_1 s_3^{-1}) \cdot (\text{трение}) \text{ (сила/скорость)}$
Емкость	$\dot{=} (s_1^{-1} s_2^2) \cdot \text{упругость (смещение/сила)}$
Энергия	$\dot{=} (s_1 s_2^2 s_3^{-2}) \cdot (\text{механическая энергия})$

### 8-17. Функциональные (операционные) аналоговые счетно-решающие машины

Операционное аналоговое устройство (дифференциальный анализатор) использует электрические цепи для выполнения математических операций, определяемых формой интегро-дифференциальных уравнений динамической системы. Операционные усилители (рис. 8-28), рассмотренные в пачале данной главы, используются для выполнения суммирования двух и более переменных; умножения переменной на постоянную; интегрирования переменной по времени; определения производной по времени от переменной.

Блоки, выполняющие эти операции, соединяются кабелями и штепсельными разъемами в последовательности, определяемой содержа-

нием исходной задачи. В медленнодействующей модификации счетно-решающего устройства процесс получения решения может потребовать нескольких минут для согласования работы сервомеханизма, и решение получается в виде графика, вычерчиваемого самопишущим прибором. В быстродействующих счетно-решающих устройствах временной масштаб (напряжение развертки) и входная функция с начальными усло-

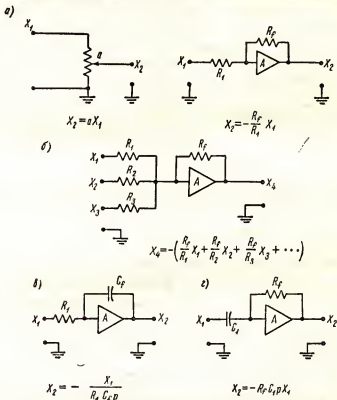


Рис. 8-28. Виды использования операционных усилителей для решения различных задач.

виями подается на электронно-лучевую трубку от 30 до 60 раз в секунду, причем выходной сигнал имеет вид осциллограммы, наблюдаемой на экране трубки.

Эти два типа электронно-счетных устройств сильно различаются по точности.

Индикация с помощью катодного осциллографа дает точность порядка  $5 \div 10\%$ , если не производится дополнительная калибровка трубки во время работы.

Медленнодействующие счетно-аналитические устройства дают обычно значительно более высокую точность, причем в них координатные оси выходного графика и масштабные отметки на них вычерчивают

обычно также выходной самопишущий прибор, для чего соответствующие сигналы подаются на него прямо с выхода машины. Благодаря этому устраняются калибрационные ошибки.

Операций дифференцирования обычно избегают путем предварительной математической обработки уравнений, так как составляющая любого шума или какой-либо другой наводки при выполнении дифференцирования будет умножена на угловую частоту, что показано в разделе 8-11. Интегрирование не сопряжено с подобными недостатками, так как при интегрировании составляющая шума делится на  $\omega$ .

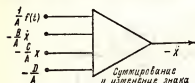


Рис. 8-29. Получение  $x$  в моделирующих счетно-решающих устройствах.

Для иллюстрации принципа работы электронно-счетного устройства рассмотрим типовое дифференциальное уравнение второго порядка, имеющее вид:

$$A\ddot{x} + B\dot{x} + Cx + D = f(t). \quad (8-54)$$

Разделив правую и левую часть этого уравнения на  $A$  и выделив в левую часть член с производной высшего порядка, получим

$$x'' = -\frac{B}{A}\dot{x} - \frac{C}{A}x - \frac{D}{A} + \frac{f(t)}{A}. \quad (8-55)$$

Это уравнение показывает, что вторая производная от  $x$  равна сумме четырех составляющих: двух функций от  $x$ , постоянной  $-\frac{D}{A}$  и функций от  $t$ . Для решения данного уравнения прежде всего должен быть сделан суммирующий усилитель с четырьмя входными сигналами (рис. 8-29). При этом два входных сигнала суммирующего усилителя, пропорциональных  $\dot{x}$  и  $x$ , должны быть получены с помощью дополнительных усилителей (рис. 8-30).

Выходной сигнал суммирующего усилителя будет равен второй производной от  $x$ , определяемой уравнением (8-55). Практически полученные значения  $\ddot{x}$  из-за особенности операционного усилителя будут иметь обратный знак. Полное же решение заданного уравнения, определяющее значение  $x$ , может быть получено после последующего двойного интегрирования  $\ddot{x}$ .

Именно таким образом и составляют скелетные схемы счетно-аналитического устройства, обеспечивающие решения различного рода уравнений относительно  $x$ . В быстродействующем счетном устройстве решение получается в виде кривой, наблюдаемой на экране электронно-лучевой трубки. В медленнодействующей машине выходное напряжение используется для управления самописцем, вычерчивающим результирующую кривую.

Выключатели  $S_1$  и  $S_2$ , которые могут срабатывать от реле в те моменты времени, когда временная координата решающего устройства равна нулю, задают желаемые величины начальных напряжений на

интегрирующие конденсаторы для воспроизведения начальных условий и запускают генератор  $f(t)$ . В быстродействующей счетной машине эти реле должны срабатывать всякий раз, когда  $t = 0$  в управляющей функции  $f(t)$ .

Учитывая, что все исходные и результирующие процессы повторяются в электрической схеме подобной машины периодически 30—

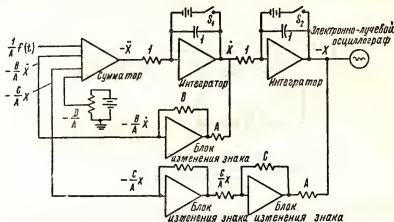


Рис. 8-30. Схема счетно-решающего устройства для решения уравнения (8-54).

60 раз в секунду, при проектировании подобных схем необходимо обеспечить условия, при которых каждый полный рабочий переходный процесс должен заканчиваться за время, несколько меньшее одного периода.

При решении этой проблемы существенную помощь оказывает использование электронно-лучевых трубок с экранами, обладающими большим послесвечением.

Подготовку к запуску счетно-решающего устройства рекомендуется вести в следующем порядке:

1. Написать дифференциальные уравнения системы.
2. Получить решение относительно производной высшего порядка в каждом уравнении.
3. Составить скелетную схему счетно-аналитического устройства для каждого уравнения, в которую должны войти следующие блоки: интегрирования; вычисления коэффициентов при производных низших порядков; умножения переменных на вычисленные коэффициенты и суммирования.

**Пример.** Тело массы  $m$  падает под действием сил тяжести в вязкой жидкости.

Составить схему решающего устройства, выдающего результат в виде графиков зависимости перемещения  $y$  и скорости  $\dot{y}$  от времени, если начальная высота подъема 50  $\text{фт}$ , а начальная скорость 95  $\text{фт/сек}$  и направлена вверх.

Для подготовки к составлению уравнений Лагранжа напомним уравнения энергии системы

$$T = \frac{m\dot{y}^2}{2}; V = mgy; D = K_d\dot{y}^2.$$

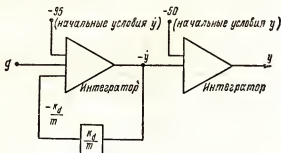


Рис. 8-31. Схема моделирующего счетно-решающего устройства, предназначенного для решения уравнения (8-56).

Применение уравнения Лагранжа дает уравнение движения

$$m\ddot{y} - mg + K_d\dot{y} = 0,$$

преобразуя которое, получим

$$\ddot{y} = g - \frac{K_d}{m} \dot{y}. \quad (8-56)$$

Начальные условия требуют подачи на конденсаторы интегрирующих усилителей определенных напряжений в момент  $t = 0$ , что может быть сделано с помощью реле. Величина напряжений устанавливается вручную потенциометрами с тем, чтобы при отсутствии иных входных сигналов привести выходной сигнал интегратора к желаемой начальной величине.

Математические операции, необходимые для решения данной задачи, могут быть выполнены счетно-решающим устройством (рис. 8-31).

## 8-18. Функциональные генераторы

Так как моделирующие счетно-решающие устройства должны имитировать различные функции, встречающиеся в разнородных динамических задачах, необходимо иметь возможность генерировать управляющие напряжения разнообразной формы, являющиеся или функциями времени или функциями других переменных.

Простейшим генератором напряжения, изменяющегося по заданной функциональной зависимости, могут служить нелинейные проволочные сопротивления, получаемые, например, при соединении двух сопротивлений по схеме, указанной на рис. 8-32, б.



Изменение величины нелинейных проволочных сопротивлений (рис. 8-32) можно производить приводным мотором, обладающим постоянной скоростью вращения, если необходимо получить функцию времени  $u_{\text{вых}} = f(t)$ , или при помощи сервомотора, управляемого другой переменной  $y$ , если требуется получить выходной сигнал  $u_{\text{вых}} = f(y)$ .

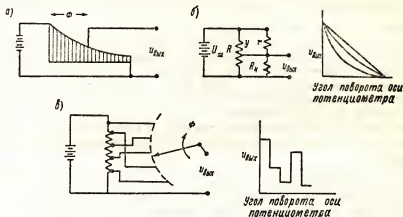


Рис. 8-32. Функциональные генераторы на потенциометрах.

Для получения нелинейных сопротивлений, измеряющихся по заданному закону, нередко используются потенциометры с неравномерной намоткой, располагаемой на фигурном керне, в которых и плотность намотки и форма керна (или одна из этих величин) подбираются таким образом, чтобы при линейном перемещении движка сопротивление потенциометра изменялось соответственно заданной функции.

При расчете нелинейных потенциометров необходимо также учитывать шунтирующее действие нагрузки, присоединяющейся к его выходным клеммам. Если шунтирующий эффект будет замечен, выходной сигнал может существенно отличаться от заданной функции.

Действительно, нагружая линейный потенциометр дополнительным сопротивлением  $r$  (рис. 8-32, б), можно получить множество различных функций зависимости выходного напряжения от положения ползунка  $y$  и сопротивлений  $R$  и  $r$ .

Предположив, что рассматриваемый потенциометр круглый, получим, что его сопротивление на выходных клеммах (при отсутствии дополнительного сопротивления  $r$ ) будет уменьшаться пропорционально углу поворота движка, т.е. что  $R_y = R(1 - \varphi)$ , соответственно чему выходное напряжение  $u_{\text{вых}} = U_0(1 - \varphi)$ , где  $\varphi$  отсчитывается от точки, в которой  $u_{\text{вых}} = U_0$ .

При наличии же  $r$  выходное напряжение будет зависеть не только от угла поворота движка, но и от величины сопротивлений  $r$ , так как в данном случае

$$u_{\text{вых}} = U_0 \frac{1 - \varphi}{1 - \varphi^2 R / (\varphi R + r)}$$

и при заметном шунтирующем действии сопротивления нагрузки  $R_n$  (рис. 8-32, в, пунктир) получим

$$u_{\text{вых}} = \frac{1 - \varphi}{1 - \varphi^2 R / (\varphi R + r) + \varphi R r / R_n (\varphi R + r)},$$

где дополнительное слагаемое в знаменателе  $\varphi \frac{R}{R_n} \cdot \frac{r}{\varphi R + r}$  выражает влияние сопротивления нагрузки.

Для получения сложных функциональных сигналов можно использовать фотоэлектрический повторитель кривых, который будет вырабатывать выходное напряжение, пропорциональное заданной кривой. Выходной сигнал может также быть функцией времени, если скорость перемещения ленты, на которой вычерчена заданная кривая (или луча электронной трубки), постоянна, или будет функцией некоторой другой переменной  $y$ , если перемещение ленты с помощью сервомотора (или луча) будет происходить со скоростью, пропорциональной этой переменной.

Хотя все вышеописанные устройства инерционные и годятся только для медленнодействующих счетно-решающих машин, точность, обеспечиваемая ими, очень высока и составляет часто доли процента.

В первых конструкциях счетно-решающих устройств для введения в машину рабочих напряжений, задаваемых отводами от омического потенциометра, нередко использовались вращающиеся переключатели (рис. 8-32, в). Подобное устройство обеспечивает ступенчатую аппроксимацию заданной временной функции, причем аппроксимация улучшается с увеличения числа отводов потенциометра и сегментов коммутатора. В тех случаях, когда это необходимо, для сглаживания ступеней аппроксимирующей кривой включаются дополнительные механические или схемные устройства.

Вращающиеся переключатели являются единственными из вышеописанных устройств, которые могут быть использованы в быстродействующих машинах.

Для получения  $u_{\text{вых}}$  в виде заданной функции времени или какой-либо иной переменной  $y$  в употребление входят два новых электрических устройства: фотоформер и моноформер.

Устройство фотоформирующего блока поясняет блок-схема, приведенная на рис. 8-33. Входное напряжение  $u_{\text{вх}}$  отклоняет луч катодно-лучевой трубки в горизонтальном направлении. Одновременно смещающее напряжение, подводимое к усилителю постоянного тока, отклоняет луч в вертикальном направлении. Светящаяся точка на экране уходит выше края непрозрачной функциональной маски, закрывающей часть экрана; форма верхнего края маски имеет вид кривой, выражающей заданную зависимость  $u_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}})$ , которая и должна быть получена от фотоформирующего блока.

Как только светящаяся точка появится над краем маски, ее свет, воздействуя на фотозлемент, вызовет дополнительный сигнал на входе усилителя постоянного тока, знак которого выбран таким, чтобы отклонять луч, а вместе с ним и светящуюся точку вниз.

Равновесие достигается в точке, лежащей точно на верхнем крае маски, благодаря чему на экране трубки подводится кривая, соответствующая форме верхнего края функциональной маски, а вместе с тем на вертикальных отклоняющих пластинах появляется выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$ , изменяющееся по заданной функциональной зависимости.

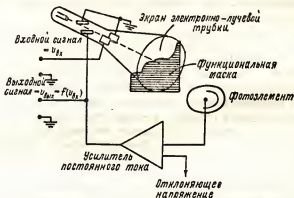


Рис. 8-33. Фотоформирующее устройство для генерирования нелинейных функций.

Последнее вытекает из того известного обстоятельства, что положение светящейся точки на экране электронно-лучевой трубки определяется напряжениями на ее отклоняющих пластинах, а на пластины горизонтального отклонения, как уже говорилось выше, подается входной сигнал  $u_{\text{вх}}$ .

Из рассмотрения фотоформирующего устройства следует, что его работа основана на действии сложной цепи нелинейной обратной связи, подаваемой на усилитель постоянного тока, причем цепь состоит здесь из следующих разнородных элементов: пластин вертикального отклонения электронно-лучевой трубки, части цепи обратной связи, включающей луч, маски с нелинейным верхним краем и фотоэлемента.

Точную форму функциональной маски подбирают экспериментально, что позволяет учесть вариации чувствительности в различных экземплярах электронно-лучевых трубок; параллакс, вызываемый конечными размерами фотоэлемента и его размещением и иные поправки, не поддающиеся расчетному определению. Точность в 1—2% может быть обычно получена, если маска плотно прижата к поверхности трубки и яркость светящейся точки не слишком велика, так чтобы на глаз нельзя было заметить размытости этой точки и ореола вокруг нее. Скорость реакции различных элементов цепи обратной связи не является ограничивающим фактором при работе с типовыми осциллографическими усилителями и трубками с малым послесвечением экранов, хотя при наличии на верхнем крае маски резких переломов и острых углов можно ожидать некоторых искажений при воспроизведении подобных участков функциональной кривой.

В монопреобразователе маска помещается внутри трубки, благодаря чему ошибка, вызываемая параллаксом, уменьшается. Вместо флуоресцирующего экрана на конце катодно-лучевой трубки имеется пластинка, часть которой, играющая роль маски, сделана из плохого источника вторичных электронов, такого как графит, часть из хорошего, например, алюминия. Для собирания вторичных электронов используется специальный коллекторный электрод.

Если смещение подается на усилитель с непосредственной связью так же, как в случае фотозлектронного преобразователя, то, когда луч поднимается над графитовой маской, результирующий ливень вторичных электронов, достигая коллекторного электрода, вырабатывает корректирующий входной сигнал усилителя, полярность которого такова, что луч смещается вниз. Равновесие снова достигается на верхней границе « затемненной » области, т.е. на грани графитовой маски.

Недостатки, связанные с трудностью изготовления и дороговизной монопреобразователя с заданной формой маски, уравниваются уменьшением параллакса и получаемой в результате большой точностью. В готовом монопреобразователе форма маски не может быть изменена и потому для решения разнородных задач необходимо иметь в запасе набор подобных трубок с масками, соответствующими требуемым функциям.

## 8-19. Нелинейные элементы схем

Хотя вакуумные диоды, триоды, полупроводниковые диоды и некоторые специальные материалы, подобные тириту, и обладают нелинейными вольтамперными характеристиками, стабильность и однородность

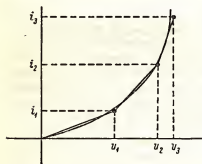


Рис. 8-34. Аппроксимация кривой ломаной, состоящей из трех прямолинейных отрезков.

характеристик подобных элементов недостаточны. Значительно большую точность и стабильность даст аппроксимация нелинейных характеристик, получаемых на основе схем, состоящих из омических сопротивлений. В подобные схемы входит большое количество полупроводниковых диодов, однако они используются здесь только лишь в качестве ключей, размыкающих и замыкающих различные ветви схемы. Сказанное иллюстрирует рис. 8-34, на котором изображена схема, где для аппроксимации вольтамперной характеристики используется три прямолинейных отрезка.

Проводимости, требуемые для каждой из ветвей этой схемы, будут равны:

$$g_1 = \frac{i_1}{u_1}; g_2 = \frac{i_2 - i_1}{u_2 - u_1}; g_3 = \frac{i_3 - i_2}{u_3 - u_2},$$

если при напряжениях  $0$ ,  $U_1$  и  $U_2$  происходят последовательные включения первой, второй и третьей проводимости.

Роль требуемых для этого выключателей с успехом выполняют полупроводниковые диоды. Являясь по своей природе элементами с односторонней проводимостью, диоды представляют почти полное короткое замыкание, когда анод диода находится под положительным напряжением относительно катода, и почти совершенный разрыв цепи, когда катод положителен по отношению к аноду, поскольку при положительном аноде диод имеет малое внутреннее сопротивление — от нескольких  $\text{ом}$  до нескольких сотен  $\text{ом}$ , а при отрицательном аноде — сопротивление, измеряемое мегомами.

Таким образом, в схемах, подобных изображенной на рис. 8-35, а, диоды играют роль ключей, управляющих общей проводимостью цепи, вольтамперная характеристика которой показана на рис. 8-35, б. Из этого рисунка видно, что когда напряжение в точке А становится больше  $U$ , проводимость схемы изменяется скачком от  $0$  до  $1/R$  (считая  $R \gg R_{\text{пр}}$ , где  $R_{\text{пр}}$  — внутреннее сопротивление диода в прямом направлении).

В модификации подобной схемы (рис. 8-35, в) показана возможность регулировки напряжения, при котором изменение проводимости схемы происходит скачком, причем можно получить положительное и отрицательное напряжение скачка.

Комбинируя ряд подобных диодных цепей, можно получить нелинейные элементы, имеющие любую зависимость выходного напряжения от входного.

Одна из подобных схем, показанная на рис. 8-36, а, вместе с результирующей вольтамперной характеристикой обеспечивает получение нелинейной цепи, сопротивление которой уменьшается с увеличением напряжения  $U$ .

В схеме, изображенной на рис. 8-36, б, общее сопротивление нелинейной цепи увеличивается с возрастанием напряжения. Используя подобные ломаные линии, можно аппроксимировать многие математические функции. Например, кривая  $U = KI^{1/2}$  может быть заменена с точностью до одного процента пятью прямолинейными отрезками. В действительности реальные диоды переходят от состояния «разрыва цепи» к состоянию цепи с очень малым сопротивлением не скачком, а по некоторой плавной кривой, поэтому при их использовании углы результирующей ломаной характеристики несколько «скругляются», что улучшает приближение ломаной к заданной кривой.

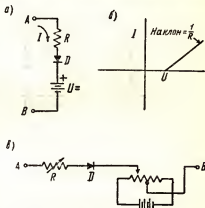


Рис. 8-35. Элементарная нелинейная цепь с полупроводниковым диодом.

На основе рассмотренных выше принципов сконструирован электронный прибор, измеряющий среднее квадратичное от входных величин.

Подобные схемы могут быть также использованы в цепях обратной связи операционных усилителей, что позволяет получить ряд дополнительных интересных свойств.

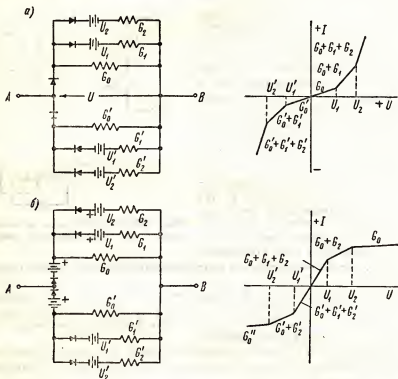


Рис. 8-36. Нелинейные цепи на активных сопротивлениях с диодами, используемыми в качестве замыкающих ключей.

## 8-20. Схемы ограничения

При изучении ряда систем, особенно предназначенных для автоматического управления, оказывается необходимым вводить в решение аналоговой машины элементы «ограничения» для защиты устройства от перегрузки. Подобные случаи могут, например, встретиться в некоторых управляющих системах, когда какой-либо поршень достиг своего крайнего положения и не может больше двигаться, несмотря на возрастающую нагрузку на приводящий его в действие механизм.

Подобные ограничивающие элементы легко могут быть получены путем применения схемы с двумя диодами (рис. 8-37, а). Эта схема

представляет собой каскады ограничения, которые широко применяются в устройствах, рассматриваемых в главе 9.

В схеме 8-37, а  $R$  должно быть много больше внутреннего сопротивления ( $R_i$ ) диодов. Напряжение смещения следует подавать от источников с малым внутренним сопротивлением, так как в противном случае горизонтальная «ограничивающая» часть выходного сигнала будет несколько искривлена.

Для регулирования величины напряжения ограничения должна быть предусмотрена возможность регулирования напряжений  $U_1$  и  $U_2$ .

## 8-21. Схемы умножения

Умножить переменную величину на постоянную меньшую единицы можно с помощью потенциометра, показанного на рис. 8-38, а, или соответствующего операционного усилителя.

Умножение переменной  $u_1$  на вторую переменную  $u_2$  является более трудной задачей. Для класса медленнодействующих счетно-решающих устройств эта операция обычно выполняется при помощи потенциометра  $P_1$ , на который подается напряжение, пропорциональное  $u_1$ , причем движок потенциометра перемещается сервомотором таким образом, чтобы смещение движка было пропорционально  $u_2$ . Для этого на второй потенциометр  $P_2$ , соединенный с той же осью, что и потенциометр  $P_1$ , подается постоянное напряжение  $U$ . Специальный усилитель сравнивает второй сигнал  $u_2$  с напряжением, снимаемым с ползунка потенциометра  $P_2$ , и поворачивает общую ось таким образом, чтобы разность напряжений на входе усилителя была равна нулю. Так как потенциометры  $P_1$  и  $P_2$  сидят на одной и той же оси, ползунок потенциометра  $P_1$  устанавливается также в положение, которое соответствовало бы выходному напряжению  $u_2$  при отсутствии первого сигнала  $u_1$ . При наличии же этого сигнала выходное напряжение, снимаемое с ползунка потенциометра  $P_1$ , будет пропорционально произведению  $u_1 \times u_2$ .

Как видно из рис. 8-38, умножающее устройство позволяет изменять переменную  $u_2$  в пределах от  $+U$  до  $-U$ . Подобная схема обладает высокой точностью, однако ее быстродействие ограничивается скоростью реакции сервомеханизма, что составляет обычно менее  $2\mu$ .

Задача создания умножающего устройства высокой точности для быстродействующих счетных машин до сих пор еще полностью не решена.

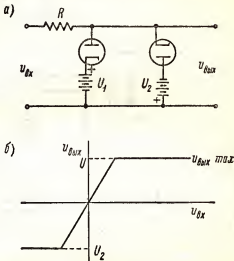


Рис. 8-37. Схема ограничения (а) и ее характеристика (б).

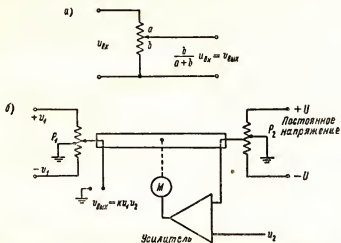


Рис. 8-38. Умножение переменной на константу (а). Умножение двух переменных (б).

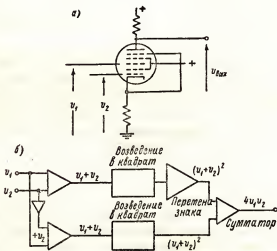


Рис. 8-39. Электронные умножающие устройства.



Многоязычная лампа, например пентагрид (рис. 8-39, а), может давать выходной сигнал, пропорциональный произведению  $u_1 \times u_2$  в довольно ограниченной области входных напряжений, пределы которой зависят от выбора рабочей точки и индивидуальных значений параметров данной лампы. Стабильность величины выходного сигнала зависит от стабильности характеристик лампы.

Можно отобрать лампы, которые в определенной области напряжений имеют анодно-сеточные характеристики явно выраженного квадратичного вида, что соответствует функциональной зависимости

$$i_a = Au_c^2.$$

Использование подобных ламп в схеме, приведенной на рис. 8-39, б, в качестве элементов, производящих возведение во вторую степень, дает выходной сигнал типа

$$u_1 \times u_2 = \frac{(u_1 + u_2)^2}{4} - \frac{(u_1 - u_2)^2}{4}, \quad (8-57)$$

которое называется разностноквадратичным умножительным устройством. Годное для аналоговых машин по своему быстродействию, подобное устройство не может обеспечить высокой точности, так как последняя определяется стабильностью анодно-сеточных характеристик лампы.

Другой целиком электронный метод умножения напряжений основан на принципе амплитудной модуляции (рис. 8-40).

Возьмем медленно меняющееся напряжение  $u_1$  и переменное напряжение несущей частоты  $u_2 = U_2 \sin \omega t$  и подадим их на две лампы, анод-

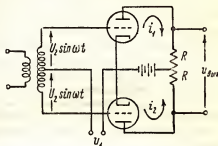


Рис. 8-40. Симметричное умножающее устройство с модуляцией.

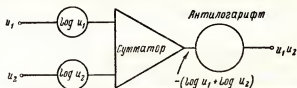


Рис. 8-41. Умножающее устройство с тремя фотоформирующими блоками, имеющими логарифмические маски.

носеточные характеристики которых квадратичны, т.е. определены выражением

$$i_a = au_c^2.$$

Анодный ток лампы  $L_1$  при входном напряжении, равном  $u_1 + U_2 \sin \omega t$ , будет

$$i_{a1} = a(u_1 + U_2 \sin \omega t)^2 = au_1^2 + 2au_1 U_2 \sin \omega t + U_2^2 \sin^2 \omega t,$$

и для лампы  $L_2$

$$i_{a_2} = a(u_1 - U_2 \sin \omega t)^2 = au_1^2 - 2u_1U_2 \sin \omega t + U_2^2 \sin^2 \omega t.$$

Выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = (i_1 - i_2) R = 4 a_1 u_1 U_2 \sin \omega t$$

будет пропорционально требуемому произведению напряжений.

Полученное выходное напряжение может быть выпрямлено для введения в последующие блоки счетно-решающего устройства. Несущая частота может задаваться прерывателем и должна быть велика по сравнению с наивысшей из частотных гармоник сигналом  $u_1$ .

Так как в выходной сигнал входит коэффициент пропорциональности  $a$  и значение последнего определяется параметрами лампы, точность рассматриваемого метода не может быть выше 5—10%.

В качестве умножительных устройств могут использоваться фотопреобразователь и монопреобразователь с логарифмическими и антилогарифмическими масками, включаемыми по схеме, приведенной на рис. 8-41.

Однако в подобных устройствах операции умножения и деления могут выполняться только при положительных значениях  $u_1$  и  $u_2$ , так как логарифмы отрицательных величин не существуют.

Принцип действия ряда умножающих устройств основан на генерировании периодической серии импульсов, амплитуда которых пропорциональна сигналу  $u_1$ , а длительность сигналу  $u_2$ , в результате чего площадь каждого из импульсов серии будет пропорциональна произведению соответствующих мгновенных значений обоих сигналов, т.е.  $i_{\text{вых}} = u_1 u_2$ .

Измерение площади импульсов в течение каждой серии позволяет получить новую серию импульсов равной длительности, амплитуда которых пропорциональна  $u_1 u_2$ . Единственное требование, предъявляемое к частоте измерения, которую называют обычно частотой сравнения, заключается в том, что она должна быть велика по сравнению с наивысшей из входных частот.

В большинстве случаев эти условия выполняются при частотах сравнения 40—50 кГц.

Выходной сигнал представляет собой некоторую усредненную величину от импульсов, пропорциональных произведению сигналов.

При использовании этого метода можно получить четырехкватратные умножающие устройства, в которых  $u_1$  и  $u_2$  могут принимать как положительные, так и отрицательные значения в пределах от  $-100$  до  $+100$  в.

### Задачи

8-1. Найти величины всех сопротивлений и напряжения батарей в схеме, изображенной на рис. 8-1, если лампы имеют  $\mu = 70$ ,  $R_1 = 40\,000$  ом и работают в режиме с  $U_a = 100$  в,  $U_c = 2$  в. Полное усиление должно равняться 2250 при усилении первого каскада, составляющем 150% от усиления второго каскада, и при  $I_{a_1} = 1,25$ ,  $I_{a_2} = 1,50$  ма.

8-2. На рис. 8-6 лампы  $L_1$  и  $L_2$  идентичны и обе имеют  $\mu = 70$  и  $R_1 = 45\,000\text{ ом}$ , лампы  $L_3$  и  $L_4$  тоже идентичны и обладают параметрами:  $\mu = 20$  и  $R_1 = 7700\text{ ом}$ . Найти полное усиление схемы, если переменное сопротивление установки нуля равно  $2000\text{ ом}$ .

8-3. Необходимо пересчитать схему, приведенную на рис. 8-2. Лампы  $L_1$  и  $L_2$  представляют собой половины двойного триода 6Н6 и работают при  $U_{a1} = 200\text{ в}$ ;  $U_{a2} = 250\text{ в}$ ;  $U_{c1} = -4\text{ в}$ ;  $U_{c2} = -6\text{ в}$ .

Найти протекающий через делитель ток, требуемое напряжение источника питания и определить напряжение на всех отводах делителя и на всех сетках, если  $R_1 = 25\,000\text{ ом}$ ,  $R_2 = 15\,000\text{ ом}$  и общий ток батареи должен быть равен  $20\text{ ма}$ .

8-4. На рис. 8-8 сопротивление измерительного прибора  $M$  равно  $R_M = 1500\text{ ом}$ .

Найти протекающий через прибор ток при входном сигнале в  $1\text{ в}$ , если  $R_a = 15\,000\text{ ом}$ ,  $R_K = 1\,000\text{ ом}$ ; параметры лампы  $\mu = 20$ ;  $R_1 = 7700\text{ ом}$  и схема сбалансирована при  $u_{\text{пк}} = 0$ .

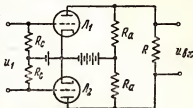


Рис. 8-42.

8-5. Доказать правильность формулы (8-17) для коэффициента усиления компенсатора катодного дрейфа Миллера.

8-6. Вывести выражение для коэффициента усиления усилителя с непосредственной связью, изображенного на рис. 8-42, если лампы идентичны и  $u_1$  представляет входной сигнал, прикладываемый между сеткой и катодом.

8-7. Показать правильность уравнений (8-24) для мостикового симметричного усилителя в случае, когда центральная точка источника питания заземлена и  $R_a$  велико.

8-8. Показать, что изображенная на рис. 8-43, а, схема будет вычитать, т.е. что  $u_{\text{вых}} = K(u_1 - u_2)$ .

8-9. Показать, что приведенная на рис. 8-43, б, схема будет складывать, т.е. что  $u_{\text{вых}} = K(u_1 + u_2 + u_3)$ .

8-10. Используя символ оператора  $p$ , определить отношение  $u_{\text{вых}}$  к  $u_{\text{вх}}$  для каждой из схем, указанных на рис. 8-44.

8-11. Используя уравнения Лагранжа, доказать правильность уравнения (8-50) для системы, приведенной на рис. 8-27, а.

8-12. С помощью уравнений Лагранжа вывести уравнение движения математического маятника, считая угол отклонения малым.

8-13. Составить блок-диаграмму функциональной аналоговой машины для решения уравнения

$$\ddot{y} - f(t) = 0;$$

получить  $y$  и  $\dot{y}$  как функцию от времени, если  $f(t)$  является ступенчатой функцией:  $f(t) = 0$  при  $t < 0$  и  $f(t) = 1$  при  $t > 0$ .

8-14. Составить блок-схему операционного усилителя для интегрирования суммы трех переменных.

8-15. Составить блок-схему устройства для решения уравнения

$$\ddot{y} + a\dot{y} + y = 0 \text{ при } 0 < a < 1.$$

8-16. Начертить схему для решения уравнения задачи 8-15 методом непосредственного моделирования и выписать аналоги переменных.

8-17. Начертить моделирующую электрическую схему для механической системы, изображенной на рис. 8-45, а, и выписать аналоги переменных.

Найти условия максимума  $\theta_2$ .

8-18. Используя уравнения Лагранжа, вывести уравнение движения вращающейся системы, показанной на рис. 8-45, а, и определить из него  $I_2$ .

8-19. Нарисовать аналоговую схему механической системы, изображенной на рис. 8-45, б.

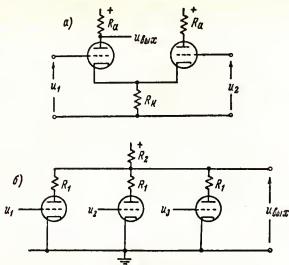


Рис. 8-43.

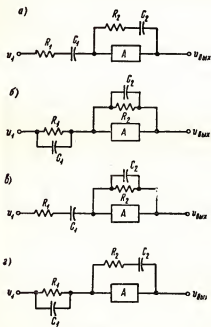


Рис. 8-44.

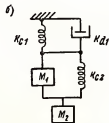
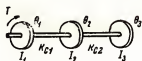


Рис. 8-45.

# Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Loftin, E. H., and S. Y. White: Cascaded Direct-coupled Tube Systems Operated from Alternating Current, *Proc. IRE*, 18: 669 (1930).
2. Valley, G. E., Jr., and H. Wallman: "Vacuum Tube Amplifiers", McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1948.
3. Miller, S. E.: Sensitive D-C Amplifier with A-C Operation, *Electronics*, 14: 27 (November, 1941).
4. Yu, Y. P.: Cathode-follower Coupling, *Electronics*, 19: 99 (1946).
5. Rittenhouse, J. W.: Cathode Drift Compensation in D-C Amplifiers, *Elec. Eng.*, 72: 299 (1953).
6. Artzt, M.: Survey of D-C Amplifiers, *Electronics*, 18: 112 (August, 1945).
7. Korn, G. A., and T. M. Korn: "Electronic Analog Computers", McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1952.
8. Williams, A. J., R. E. Tarpley, and W. R. Clark: D-C Amplifier Stabilized for Zero and Gain, *Trans. AIEE*, 67: 47 (1948).
9. Goldberg, E. A.: Stabilization of D-C Amplifiers, *RCA Rev.*, 11: 296 (1950).
10. Duhridge, L. A.: The Amplification of Small Direct Currents, *Phys. Rev.*, 37: 392 (1931).
11. Collins, D. L.: Electrometer Tubes, *Instruments*, 26: 1708 (1953).
12. Victoreen, J. A.: Electrometer Tubes for the Measurement of Small Currents, *Proc. IRE*, 37: 432 (1949).
13. Ragazzini, J. R., R. H. Randall, and F. A. Russel: Analysis of Problems in Dynamics by Electronic Circuits, *Proc. IRE*, 35: 444 (1947).
14. Chance, F. B., D. Sayre, V. Hughes, E. F. MacNichol, Jr., and F. C. Williams: "Waveforms", McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1949.
15. Ginzton, E. L.: D-C Amplifier Techniques, *Electronics*, 17: 98 (March, 1944).
16. Bush, V.: The Differential Analyzer, A New Machine for Solving Differential Equations, *J. Franklin Inst.*, 212: 447 (1931).
17. Harder, E. L., and G. D. McCann: A Large-scale General Purpose Electric Analog Computer, *Trans. AIEE*, 67: 664 (1948).
18. Sunstein, D. E.: Photoelectric Wave Form Generator, *Electronics*, 22: 100 (1949).
19. MacNee, A. B.: An Electronic Differential Analyzer, *Proc. IRE*, 37: 1315 (1949).
20. Soroka, W. W.: "Analog Methods in Computation and Stimulation", McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1954.
21. Korn, G. A.: Design and Construction of Universal Function Generating Potentiometers, *Rev. Sci. Instr.*, 21: 77 (1950).
22. Murphy, Glenn: "Similitude in Engineering", The Ronald Press Company, New York, 1950.

## ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

### ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА. ЦИФРОВЫЕ СЧЕТНО-РЕШАЮЩИЕ МАШИНЫ

В предыдущих главах была рассмотрена группа ламповых схем, работа которых основана на способности электронных ламп усиливать без искажения подводимые к ним сигналы.

Теперь же будут рассматриваться ламповые схемы, в которых электронная лампа работает как принципиально нелинейный элемент, выполняющий заданные изменения формы входных сигналов, включение-выключение цепей, генерирование импульсов и несинусоидальных напряжений различной формы и иные функции, не свойственные лампе как линейному элементу.

Подобная аппаратура широко применяется, например, в радиолокации, в телевидении, в системах связи с импульсной модуляцией, в цифровых счетно-решающих машинах и во многих устройствах различного назначения.

В цифровых счетно-решающих машинах, принцип действия и устройство которых будут рассмотрены кратко в конце данной главы, подобные нелинейные блоки и их определенные комбинации являются основными элементами схемы.

При использовании электронных ламп как переключателей их важнейшим достоинством является исключительно малая инерционность, не превосходящая десятимиллионных и даже стомиллионных долей секунды, не сравнимая с инерционностью никаких иных выключающих устройств.

Поэтому только электронные лампы и частично полупроводниковые диоды и триоды и могут работать в качестве переключателей в быстродействующих электрических системах.

Наряду с указанным достоинством ламповые переключатели обладают одной существенной особенностью, которую необходимо учитывать при конструировании переключающих схем, а именно, являясь почти идеальным «разрывом цепи» в режиме выключения, лампа в режиме включения обладает довольно большим внутренним сопротивлением. Однако при рациональной конструкции устройства эта особенность электронных ламп не ухудшает работу реальной аппаратуры.

## 9-1. Элементы схем

Как было показано в разделах 3-1 и 8-19, цепи, состоящие из обычных омических сопротивлений при соединении их по соответствующим схемам, могут иметь линейные и нелинейные вольтамперные характеристики. Кроме того, имеются и отдельные омические элементы, к числу которых относятся и электронные лампы, обладающие нелинейными характеристиками.

На рис. 9-1, а, пунктирной кривой показана характеристика нелинейного сопротивления, подчиняющаяся закону

$$u = R(i) i, \quad (9-1)$$

где коэффициент пропорциональности  $R(i)$  является функцией тока.

Линейное же сопротивление, как известно, удовлетворяет условию

$$u = Ri. \quad (9-2)$$

Некоторые элементы, в частности, вакуумные и полупроводниковые диоды, в определенных режимах обладают односторонней проводимостью и имеют вследствие этого нелинейные характеристики особого вида (рис. 9-1, б).

Важнейшей особенностью подобных характеристик является способность элемента, обладающего ими, находиться в двух качественно различных состояниях — «проводящем» и «непроводящем» — и при определенных условиях четко переходить из одного этого состояния в другое.

Поскольку подобными же свойствами обладают и обычные электрические переключатели, рассматриваемые свойства вакуумных и полупроводниковых приборов нередко называют переключающими свойствами, а режимы работы, в которых происходит переход прибора из непроводящего состояния в проводящее, или наоборот, — режимами переключения.

При анализе цепей с нелинейными сопротивлениями необходимо использовать понятия сопротивления по постоянному и по переменному току, что было показано в разделе 3-2. Условимся называть их в дальнейшем усредненным и динамическим сопротивлением.

По определению усредненное сопротивление нелинейного сопротивления в точке  $A$  равно

$$R_{\text{уср}} = \frac{u_A}{i_A} \quad (9-3)$$

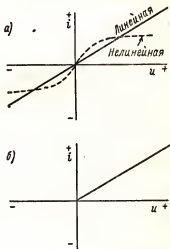
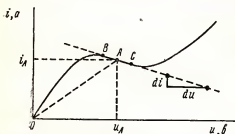


Рис. 9-1. Вольтамперные характеристики линейных и нелинейных сопротивлений.

и его динамическое сопротивление

$$R_l = \frac{du_A}{di_A} \quad (9-4)$$

определяется наклоном касательной к характеристике в точке  $A$ . Для линейного сопротивления эти две величины идентичны, для нелинейного элемента с характеристиками, подобными показанной на рис. 9-2,



значения  $R_l$  и  $R_{l_{ср}}$  будет меняться от точки к точке, причем вблизи точки  $A$ , например, сопротивление  $R_l$  будет иметь даже отрицательную величину.

Для емкостных элементов схемы

$$u_c = U_0 + \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt, \quad (9-5)$$

где

$$i_c = C \frac{du_c}{dt}, \quad (9-6)$$

Рис. 9-2. Усредненное и динамическое сопротивление нелинейного элемента.

и для индуктивных элементов

$$u_L = L \frac{di_L}{dt}, \quad (9-7)$$

где

$$i_L = I_0 + \frac{1}{L} \int_0^t u_L dt. \quad (9-8)$$

Является очевидным, что как напряжение на конденсаторе, так и ток через индуктивность не могут изменяться скачком, если э.д.с. не равна бесконечности.

## 9-2. Лампы и полупроводниковые приборы в переключающих схемах

Хотя характеристики диода и являются нелинейными, степень их нелинейности в положительной части обычно не столь уж велика, чтобы нельзя было заменить положительную ветвь характеристики наклонной прямой, причем может быть получена точность, вполне достаточная для многих практических целей, если считать среднюю величину этого усредненного сопротивления постоянной.

Для большинства типовых малоомощных вакуумных диодов это сопротивление не превосходит 1000—2000 ом, и потому им можно полностью пренебречь в случаях, когда диод включен последовательно со значительно большим сопротивлением.

Высокую степень приближения характеристик подобных цепей к линейным подтверждает рис. 9-3, а.



То же самое можно сказать и по отношению к цепям с триодами, хотя здесь для получения истинных значений тока и динамического сопротивления необходимо прибегать к реальным характеристикам. Триоды обычно управляются напряжением на сетке, которое может изменяться от запирающего лампы значения до нуля или положитель-

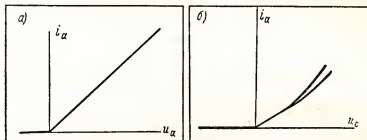


Рис. 9-3. Динамическая характеристика диода 6Н6 при нагрузке в 20 ком (а). Вольтамперная характеристика сеточного тока триода 6У при  $u_c$  ампл + 100 в и  $U_a$ , равном 25 и 100 в (б).

ных величин. При положительном напряжении на сетке усредненное сопротивление цепи сетка—катод для обычных триодов можно считать приблизительно равным 1000 ом.

Из характеристик сеточной цепи лампы, т.е. кривых зависимости электронного тока сетки от напряжения на ней, показанных на осциллограммах рис. 9-3, б, вытекает, что до напряжения  $u_c = +50$  в линейность сеточной цепи остается удовлетворительной.

В переключающих устройствах часто используются полупроводниковые диоды, которые в проводящем прямом направлении имеют меньшее усредненное сопротивление, чем вакуумные диоды, причем крутизна положительной ветви характеристики полупроводникового диода в области, близкой к нулю, как правило, бывает очень мала. Прямое статическое сопротивление полупроводниковых диодов обычно имеет порядок десятка или сотен ом. Однако обратное сопротивление их, т.е. сопротивление в непроводящем состоянии, не столь велико, как у вакуумных диодов. Кроме того, в быстродействующих системах становится заметной инерционность полупровод-

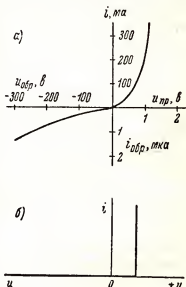


Рис. 9-4. Вольтамперная характеристика германиевого полупроводникового диода (а). Идеальная вольтамперная характеристика газотриода (б).

никовых диодов, связанная с инерционностью процессов в полупроводниковом веществе, происходящих в режимах переключения при быстром изменении полярности приложенного напряжения.

Типовая вольтамперная характеристика полупроводникового диода показана на рис. 9-4, а.

Газоразрядные диоды и триоды имеют почти идеальную характеристику переключения (рис. 9-4, б). При этом падение напряжения на газоразрядном промежутке лампы в установившемся режиме разряда можно считать независимым от величины тока.

### 9-3. Переходные характеристики последовательных RC- и RL-цепей

В ряде случаев нужная форма сигнала может быть получена сложением переходных напряжений, снимаемых с RC- и RL- цепей, и использованием в качестве переключателей триодов и диодов.

Напомним основные закономерности переходных процессов в RC- и RL-цепях.

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 9-5, а, в которой переключатель  $S$  при  $t = 0$  переходит из положения 1 в положение 2. Напряжение на  $C$  при  $t = 0$  равно  $U_0$ ; в зависимости от времени, в течение которого переключатель находится в положении 1, оно может быть равно и неравно напряжению источника.

Итак, при  $t = 0$  схема переходит из состояния, соответствующего рис. 9-5, б, к состоянию, показанному на рис. 9-5, в; это может быть получено и за счет соответствующего действия триода.

Запишем уравнения цепи, соответствующей рис. 9-5, в, при  $t = 0$ :

$$iR + \frac{1}{C} \int_0^t i dt + U_0 - U_2 = 0. \quad (9-9)$$

Дифференцируя это уравнение и деля его обе части на  $R$ , получаем

$$\frac{di}{dt} + \frac{i}{RC} = 0,$$

или

$$\left(p + \frac{1}{RC}\right)i = 0. \quad (9-10)$$

Решение уравнения (9-10) имеет вид  $i = Ae^{-t/RC}$ , причем из уравнения (9-9), учитывая, что при  $t = 0$   $i = i_{(0)}$ , следует

$$i_0 = \frac{U_2 - U_0}{R}.$$

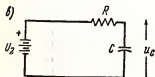
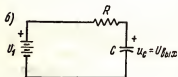
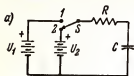


Рис. 9-5. Переключение в RC-цепи.

Отсюда вытекает, что постоянная интегрирования

$$A = \frac{U_2 - U_0}{R},$$

и текущее значение тока в цепи

$$i = \frac{U_2 - U_0}{R} e^{-t/RC}. \quad (9-11)$$

Падение напряжения на сопротивлении получается при этом равным

$$u_R = iR = (U_2 - U_0) e^{-t/RC}, \quad (9-12)$$

а напряжение на конденсаторе

$$u_C = U_0 + \frac{1}{C} \int_0^t i dt = U_0 + \frac{1}{C} \int_0^t \frac{U_2 - U_0}{R} e^{-t/RC} dt = U_0 + (U_2 - U_0) (1 - e^{-t/RC}). \quad (9-13)$$

Уравнения (9-12) и (9-13) служат для введения экспоненциальных членов  $e^{-t/RC}$  и  $1 - e^{-t/RC}$ , анализ которых будет произведен ниже.

Аналогично в цепи  $RL$  (рис. 9-6) после того, как переключатель  $S$  при  $t = 0$  перейдет из положения 1 в положение 2, получим

$$L \frac{di}{dt} + Ri + U_2 = 0,$$

где  $t > 0$ .

Разделение переменных и интегрирование дает

$$U_2 - Ri = Be^{-Rt/L}. \quad (9-14)$$

Так как при  $t = 0$   $i = i_{(0)}$ , то

$$A = U_2 - Ri_{(0)}$$

и, следовательно,

$$i = i_{(0)} + \left( \frac{U_2}{R} - i_{(0)} \right) (1 - e^{-Rt/L}). \quad (9-15)$$

Падение напряжения на сопротивлении  $R$  равно:

$$u_R = iR = i_{(0)}R + (U_2 - i_{(0)}R) (1 - e^{-Rt/L}), \quad (9-16)$$

предполагая, что омические потери в индуктивности отсутствуют, получаем, что напряжение на ней будет:

$$u_L = L \frac{di}{dt} = (U_2 - i_{(0)}R) e^{-Rt/L}. \quad (9-17)$$

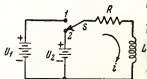


Рис. 9-6. Последовательная  $RL$ -цепь.

Из сравнения уравнений (9-13) и (9-16) видно, что выражения для  $u_C$   $RC$ -цепи и для  $u_L$   $RL$ -цепи имеют одинаковый вид, так же и выражения для  $u_R$   $RC$ -цепи и  $u_L$   $RL$ -цепи. В уравнения  $RL$ -цепи, так же как и в уравнения  $RC$ -цепи, входят члены, содержащие  $(e^{-at})$  и  $(1 - e^{-at})$ .

#### 9-4. Постоянная времени

Все уравнения  $RC$ - и  $RL$ -цепи с одной емкостью или одной индуктивностью включают члены  $e^{-t/RC}$  или  $e^{-t/R/L}$ . Обратные величины от коэффициентов, стоящих при показательной функции, т.е. выражения  $RC$  и  $L/R$ , не только имеют размерность времени, но и характеризуют временные процессы в подобных цепях. Потому они названы

постоянными времени соответствующих цепей и обычно обозначаются греческой буквой  $\tau$ .

Эти постоянные, определяющие скорость изменения экспоненциальных членов, численно равны времени (в секундах), необходимому для изменения экспоненциального члена в  $1/e$  раз, или составляют на 64% от значения, соответствующего  $t = 0$ .

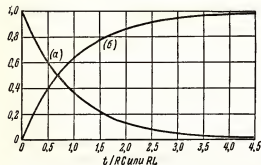


Рис. 9-7. а —  $e^{-t/RC}$ ; б —  $1 - e^{-t/RC}$ .

временных процессов в  $RC$  и  $RL$ -цепях за единицу времени принять значение постоянной времени данной цепи, могут быть построены универсальные кривые (рис. 9-7), выражающие количественные изменения во времени экспоненциальных членов, входящих в уравнения подобных цепей.

Таблица 9-1

Значения функции  $e^{-t/\tau} = f(t/\tau)$

(в процентах от конечного значения функции, соответствующего  $t = \infty$ )

Время $t/\tau$ (в постоянных времени)	$e^{-t/\tau}$ (в процентах от конечного значения)	Время $t/\tau$ (в постоянных времени)	$e^{-t/\tau}$ (в процентах от конечного значения)
0	0,0	3,0	95,5
0,5	39,4	3,5	97,0
1,0	63,2	4,0	98,2
1,5	77,7	4,5	98,9
2,0	86,5	5,0	99,4
2,5	91,8	10,0	99,999

Эти кривые, а также и табл. 9-1, в которой приведены численные значения функции  $e^{-t/\tau}$ , где  $\tau$  — постоянная времени, широко используются в различных задачах, связанных с анализом устанавливающихся режимов в процессах переключения.

В большинстве случаев процесс установления можно считать законченным по истечении четырех постоянных времени, так как при этом величина исследуемой функции всего лишь на 1,8% отличается от ее конечного значения.

**Пример.** В схеме, приведенной на рис. 9-8, переключатель находился длительное время в положении 1. Затем на 750 мксек он был переведен в положение 2, а потом снова возвращен в исходное положение 1.

Начертить изменение выходного напряжения во времени для этого случая.

Так как переключатель находился в положении 1 длительное время,  $u_{\text{вых}}$  при  $t = 0$ , т.е.  $U_0$  можно считать равным 250 в. При  $t = 0$  переключатель переходит в положение 2 и конденсатор  $C$  начинает разряжаться.

Учитывая, что  $U_2 = 0$ ,  $U_0 = 250$  в;  $RC = 0,01 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^3 = 500 \cdot 10^{-6}$  сек., из уравнения (9-11) получаем

$$i = \frac{250}{50 \cdot 10^{-4}} e^{-t/500 \cdot 10^{-6}}.$$

Напряжение  $u_{01}$  в момент переключения определяем из уравнения (9-13):

$$u_{01} = -R_1 i + u_c = -10^4 i + 250 + (-250) [(1 - e^{-t/500 \cdot 10^{-6}})].$$

Спустя 750 мксек, что составляет 1,5 постоянного времени, экспоненциальный член будет равен 0,22. В этот момент переключатель возвращается в положение 1. Напряжение  $u_{02}$  в момент второго переключения:

$$u_{02} = 200 \cdot 0,22 = 44,0 \text{ в.}$$

Промежуточные значения этого напряжения могут быть найдены из графика, приведенного на рис. 9-7.

Напряжение на конденсаторе  $u_c$  в момент второго переключения находим с помощью формулы (9-13):

$$u_c = 250 + (-250) \cdot (1 - e^{-1,5}) = 55,0 \text{ в,}$$

что является новым значением напряжения  $u'_{02}$  для второго временного интервала.

Постоянная времени для этого интервала (т.е. после второго переключения переключателя  $S$  в положение 1) при  $t + 750 \cdot 10^{-6}$  сек. будет равна  $RC = 0,01 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^3 = 200 \cdot 10^{-6}$  сек. и ток

$$i = \frac{250 - 55}{2 \cdot 10^4} e^{-t/200 \cdot 10^{-6}} = 97,5 \cdot 10^{-4} e^{-t/200 \cdot 10^{-6}}.$$

Из уравнения (9-13) для напряжения  $u_{\text{вых}}$  получаем

$$u_{\text{вых}} = 10^4 i + 55 + (200 - 55) (1 - e^{-t/200 \cdot 10^{-6}}) = 250 - 97,5 e^{-t/200 \cdot 10^{-6}}.$$

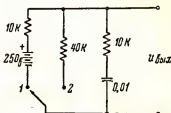


Рис. 9-8. Усложненная RC-схема (с переключателем).

В момент переключения (при  $t = 0$  для этого уравнения) величина  $u_{\text{вых}}$  изменяется скачком до 152,5 в и затем экспоненциально нарастает до конечного значения 250 в.

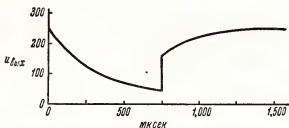


Рис. 9-9. Форма выходного сигнала в схеме 9-8.

Полная кривая изменения выходного сигнала во времени приведена на рис. 9-9.

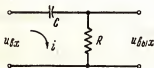
### 9-5. Дифференцирующие цепи

Для схемы, изображенной на рис. 9-10, а, при начальном значении  $u_c = 0$  имеем

$$u_{\text{вх}} = \frac{1}{C} \int_0^t i dt + iR. \quad (9-18)$$

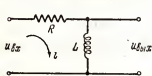
Если постоянная времени  $RC$ -цепи мала по сравнению со временем нарастания входного сигнала, конденсатор  $C$  будет заряжаться и разряжаться относительно быстро и интегральный член в вышеприведенном уравнении будет велик по сравнению с членом  $iR$ .

Величину тока в этой цепи в основном определяет конденсатор  $C$ , так как при данных условиях



$$i \approx C \frac{du_{\text{вх}}}{dt}. \quad (9-19)$$

Выходное напряжение будет равно  $iR$ , что с учетом сделанного выше предположения относительно значения  $RC$ , даст



$$u_{\text{вых}} = iR \approx RC \frac{du_{\text{вх}}}{dt}. \quad (9-20)$$

Рис. 9-10. Дифференцирующие цепи.

Таким образом, при малой величине постоянной времени  $RC$ -цепи выходное напряжение оказывается пропорциональным производной от входного напряжения. Подобная схема известна под названием дифференцирующей цепи.

Теоретически при подаче на подобную цепь входного сигнала, имеющего вид прямоугольной волны, выходной сигнал представляет серию

попеременно чередующихся положительных и отрицательных импульсов, имеющих нулевую ширину во времени. Чем меньше постоянная времени  $RC$ -цепи, тем больше мы приближаемся к выполнению этого условия. Амплитуда выходных импульсов, пропорциональная производной  $du_{\text{вх}}/dt$ , определяется крутизной переднего фронта прямоугольных входных сигналов и их амплитудой.

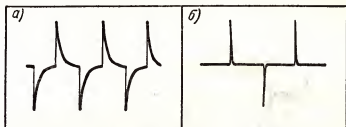


Рис. 9-11. Выходной сигнал в дифференцирующей  $RC$ -цепи при подаче на вход прямоугольных колебаний с периодом  $T = 2 \cdot 10^{-4}$  сек. и а — с  $RC/T = 0,05$ ; б — с  $RC/T = 0,0005$ .

На рис. 9-11 изображена форма выходного сигнала подобной цепи при двух различных значениях отношения постоянной  $RC$  к периоду прямоугольной волны. При уменьшении  $RC$  выходной сигнал  $u_{\text{вых}}$  все более приближается к игловидной форме, ожидаемой в случае дифференцирования схемой прямоугольного входного сигнала.

Подобные схемы часто применяются для «заострения» импульсов, т.е. для генерирования острых «иглообразных» импульсов, используемых для запуска различных блоков радиоэлектронных устройств.

Схема, изображенная на рис. 9-10, б, также обладает дифференцирующими свойствами.

Входное напряжение в ней

$$u_{\text{вх}} = L \frac{di}{dt} + iR. \quad (9-21)$$

Если  $L/R$  мало, то поданное на схему напряжение выделяется на  $R$ ; следовательно, ток будет определяться величиной сопротивления  $R$ ,

$$i \approx \frac{u_{\text{вх}}}{R}$$

и

$$u_{\text{вых}} \approx \frac{L}{R} \frac{du_{\text{вх}}}{dt}. \quad (9-22)$$

Таким образом, схема с индуктивностью будет дифференцировать входной сигнал. Так как реальные индуктивности обладают некоторым активным сопротивлением, в выходной сигнал входит дополнительная  $iR$ -компонента, что ухудшает дифференцирующее действие схемы и поэтому выходной сигнал здесь больше отличается от производной, чем в случае использования  $RC$ -цепи.

Изображенная на рис. 9-10, а  $RC$ -цепь аналогична по виду цепи  $RC$ -междукаскадной связи в усилителях. В подобных случаях во избежание искажений усиливаемых колебаний за счет их дифференцирования постоянная времени  $RC$  должна быть велика по сравнению с периодом самой низкой частоты.

Такая цепь была рассмотрена в параграфе 5-8.

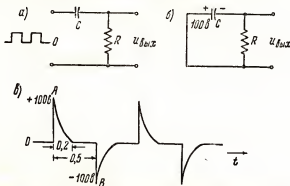


Рис. 9-12. Начальные условия в момент  $A(a)$ . Условия в схеме в момент  $B(б)$ . Результирующие выходные колебания ( $в$ ).

**Пример.** Прямоугольные колебания с амплитудой, равной  $100\epsilon$ , подаются на дифференцирующую  $RC$ -цепь, постоянная времени которой составляет  $0,05$  от периода подаваемых колебаний.

Вычертить кривую изменения выходного напряжения во времени, считая начальное напряжение сигнала равным нулю и начальное значение напряжения  $u_c$  также равным нулю.

Пусть  $t = 0$  в тот момент, когда прямоугольный входной сигнал возрастает скачком от  $0$  до  $100\epsilon$ . Так как напряжение на конденсаторе не может мгновенно измениться,  $u_c$  в течение какого-то ничтожно малого времени после скачка напряжения останется равным нулю. Скачок входного напряжения выделится на  $R$ , давая скачок на  $+100\epsilon$  в выходном напряжении  $u_{\text{вых}}$  и определяя тем самым начальный ток  $i_0 = \frac{100}{R}$ . Затем конденсатор заряжается, и ток в цепи уменьшится по экспоненциальному закону согласно уравнению

$$i = \frac{100}{R} e^{-t/RC}.$$

Выходное напряжение, выделяемое на сопротивлении  $R$ ,  $u_{\text{вых}} = iR$  также будет падать. Его изменение во времени можно представить графически, используя универсальную кривую экспоненциальной функции (рис. 9-7).

По истечении четырех постоянных времени  $RC$ -цепи, что в данном случае составляет  $0,2$  от периода входного сигнала, выходное напряже-



ние снова станет почти точно равным нулю, так как напряжение на конденсаторе будет составлять 98,2 в. Спустя полпериода, входное напряжение изменится скачком от +100 в до нуля, т.е. уменьшится на 100 в в момент скачка, и выходное напряжение также скачком изменится от нуля до -100 в.

Затем конденсатор  $C$  снова начнет заряжаться, и напряжение на нем будет возрастать, а выходное напряжение уменьшаться до тех пор, пока спустя  $4\tau$  ток и выходное напряжение не станут снова равными нулю.

Кривая изменения выходного напряжения в данной схеме показана на рис. 9-12 в.

### 9-6. Интегрирующие цепи

Можно показать, что цепи (рис. 9-13) могут выполнять операцию интегрирования по отношению к выходным сигналам.

Для  $RC$ -цепи (рис. 9-13, а) при начальном значении  $u_c = 0$  уравнение входного напряжения имеет вид:

$$u_{вх} = iR + \frac{1}{C} \int i dt,$$

или

$$i = \frac{u_{вх}}{R} - \frac{1}{RC} \int_0^t i dt. \quad (9-23)$$

Если постоянная времени  $RC$  очень велика по сравнению с самым большим из периодов колебаний, имеющихся во входном сигнале, вто-

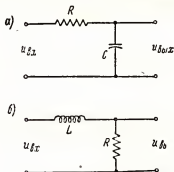


Рис. 9-13. Простые интегрирующие цепи.

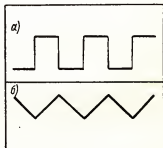


Рис. 9-14. Входные прямоугольные колебания и их интеграл, взятый с помощью  $RC$ -цепи с  $RC/T = 200$ .

рое слагаемое в правой части приведенных выше уравнений будет мало по сравнению с первым и

$$i \approx \frac{u_{вх}}{R}. \quad (9-24)$$

Так как

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{C} \int_0^t i dt,$$

то

$$u_{\text{вых}} \approx \frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt. \quad (9-25)$$

Таким образом, в данной цепи выходное напряжение пропорционально интегралу от входного напряжения. Выходной сигнал подобной  $RC$ -цепи с большой постоянной времени показан на осциллограмме (рис. 9-14).

Схема дает возможность легко получать приближенные значения интеграла различных функций, соответствующих функциональной форме входного сигнала. Если нужна большая точность, следует использовать схемы, рассмотренные в главе 8.

Цепь  $RL$ , изображенная на рис. 9-13, б, также обладает интегрирующим действием. При достаточно большом  $R/L$  входное напряжение будет выделяться на  $L$ , так что

$$u_{\text{вх}} = L \frac{di}{dt},$$

или

$$i \approx \frac{1}{L} \int_0^t u_{\text{вх}} dt + i_{(0)}. \quad (9-26)$$

Если начальный ток через индуктивность равен нулю, получим

$$u_{\text{вых}} = iR \approx \frac{1}{L/R} \int_0^t u_{\text{вх}} dt, \quad (9-27)$$

т.е. выходное напряжение оказывается равным интегралу от входного напряжения, умноженному на постоянный коэффициент. Также и в случае дифференцирующей цепи с индуктивностью точность устройства ухудшается, если индуктивность обладает заметным активным сопротивлением.

Цепи такого вида могут использоваться при разделении импульсов, имеющих различную длину. Одним из подобных применений является выделение вертикальных и горизонтальных синхронизирующих импульсов из входных телевизионных сигналов.

### 9-7. Схема ограничения

Одним из широко распространенных применений лампы как нелинейного элемента является использование ее в схемах ограничения, в которых форма колебаний умышленно «портится» «срезанием» верхушек подаваемого сигнала, причем уровень «среза» определяется напряжениями на лампе и ее характеристиками.

Принцип действия ограничителя амплитуды иллюстрирует рис. 9-15, а.

Предположим, что переключатель  $S'$  находится в положении 1 при прохождении всех отрицательных входных сигналов, в положении 2 — при входных напряжениях, удовлетворяющих неравенству  $0 < u_{вх} < U_1$ , и в положении 3 при  $u_{вх} > U_1$ .

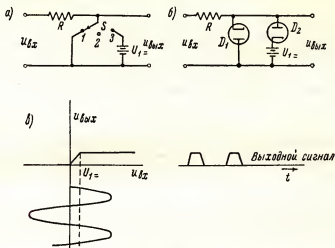


Рис. 9-15. Эквивалентная схема ограничивающего устройства (а). Ограничивающая схема на диодах (б). Напряжения и токи в схеме ограничителя (в).

Выходной сигнал  $u_{вых}$  при этих условиях будет иметь следующие значения: при отрицательных

$$u_{вх} \quad u_{вых} = 0$$

при  $0 < u_{вх} < U_1 \quad u_{вых} = u_{вх}$

при  $u_{вх} > U_1 \quad u_{вых} = U_1$

Форма полученного выходного сигнала показана на рис. 9-15, в, из которого следует, что в рассматриваемом устройстве синусоидальное входное напряжение превращается в серию трапецидальных положительных импульсов, амплитуда которых равна  $U_1$ .

Аналогичным образом действует схема, показанная на рис. 9-15, б, где роль безынерционного трехпозиционного переключателя выполняют диоды  $D_1$  и  $D_2$ .

На отрицательной полуволне анод диода  $D_1$  будет положителен по отношению к катоду и этот диод, находясь в проводящем состоянии, закорачивает входное напряжение, что соответствует положению переключателя  $S$  на контакте 1. Для получения более совершенного короткого замыкания, при котором падение напряжения на диоде  $D_1$  должно равняться нулю, последовательно с источником входного напряжения включается сопротивление  $R$ . Если оно достаточно велико по сравне-

нию с внутренним сопротивлением диода  $R_{пр}$  в проводящем направлении ( $R \gg R_{пр}$ ), то падение напряжения на диоде

$$u_{D_1} = u_{вх} \frac{R_{пр}}{R + R_{пр}} = \frac{u_{вх}}{1 + R/R_{пр}} \approx 0$$

будет близко к нулю.

Диод  $D_2$  в течение отрицательной полуволны входного напряжения будет находиться в разомкнутом, непроводящем состоянии, так как анод этого диода будет отрицателен по отношению к катоду.

Следовательно, при всех отрицательных мгновенных значениях входного напряжения выходное напряжение будет приближенно равно нулю.

$$u_{вых} = u_{D_1} \approx 0.$$

При изменении полярности входного напряжения диод  $D_1$  переходит в непроводящее состояние и может быть исключен из рассмотрения. Диод  $D_2$ , на катод которого подано положительное напряжение  $+U_{с(2)}$ , остается в разомкнутом состоянии до тех пор, пока напряжение на его аноде не достигнет  $+U_1$ .

Следовательно, в течение всего интервала положительных значений сигнала, удовлетворяющих неравенству

$$0 < u_{вх} < U_1,$$

напряжение на выходе схемы равно входному напряжению, если падением напряжения на сопротивление  $R$  за счет тока нагрузки можно пренебречь.

Таким образом, данный интервал периода будет соответствовать режиму работы схемы 9-15, а при переключателе  $S'$ , находящемся на контакте 2. И, наконец, как только входное напряжение достигнет значения  $U_1$ , второй диод  $D_2$  переходит в проводящее состояние, так как его анод становится положительным относительно катода и замыкает две цепи: цепь переменного входного сигнала через батарею  $U_1$  на землю и выходную цепь на положительную клемму этой батареи, что соответствует переходу переключателя  $S$  в схеме 9-15, а на контакт 3. Напряжение выходного сигнала при этом равно  $U_1$ .

Таким образом, выходной сигнал в диодной схеме 9-15, б будет иметь такой же вид, как и в схеме 9-15, а.

При использовании различных схем включения диодов и батарей из синусоидального входного сигнала могут быть получены разнообразные формы выходных сигналов, некоторые из них показаны на рис. 9-16 и 9-17.

Если внутренним сопротивлением диода  $D_1$  ( $R_{пр}$ ) нельзя пренебречь по сравнению с  $R$ , или, если разность между  $u_{вх}$  и  $U_1$  невелика, то вершины выходного сигнала на уровне среза будут не плоскими, а выпуклыми (рис. 9-17, б), так как падение напряжения на диоде, являясь функцией тока через диод, возрастает с увеличением последнего.

В схемах ограничения могут использоваться полупроводниковые и вакуумные диоды. Полупроводниковые диоды обладают меньшим

сопротивлением в прямом направлении, что является их достоинством.

Выпущенные за последние годы специальные кремниевые микроплоскостные диоды с особо малыми обратными токами (например, аме-

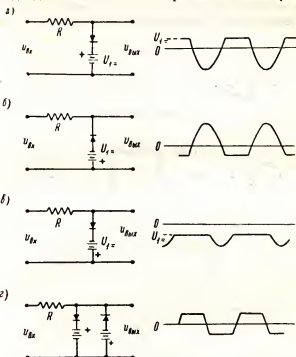


Рис. 9-16. Основные типы ограничивающих схем на диодах.

риканские диоды серии 1 № 456 ÷ 1 № 459) при напряжениях от — 30 в до — (150 ÷ 175) в имеют обратное сопротивление примерно десятки и

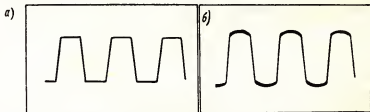


Рис. 9-17. Срезание вершук колебаний с помощью диодов: а —  $R/R_{fcp}$  велико; б —  $R/R_{fcp}$  мало, или прямое сопротивление диода велико.

сотни мегом, сравнимые с обратным сопротивлением лучших вакуумных диодов.

На высоких частотах работа вакуумных диодов ухудшается вследствие шунтирующего действия их междуэлектродных емкостей, особенно когда катод подогревного диода должен работать под напряжением, отличным от потенциала земли.

Однако и в полупроводниковых диодах емкости конструктивных элементов и эквивалентные индуктивности и емкости явлений, связан-

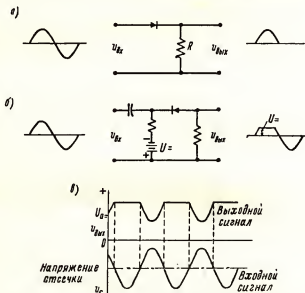


Рис. 9-18. Последовательный диодный ограничитель (а). Схема отсекания положительных импульсов (б). Напряжения и токи в триодном блоке при ограничениях на отсечке анодного тока (в).

ных с инерционностью электрических процессов в полупроводниковых материалах, также ухудшают работу схем на высоких частотах.

Последовательный вариант схемы ограничения амплитуды может иметь вид, показанный на рис. 9-18, а. Так как полупроводниковый диод проводит ток только в направлении стрелки, через него пройдет лишь положительная часть импульса; для отрицательной части диод представляет разомкнутую цепь.

Для регулировки уровня среза выходного сигнала на данную схему подается напряжение смещения, которое может быть включено, например, способом, показанным на рис. 9-18, б. Подобная цепь иногда используется для ограничения отдельных, чрезмерно больших, пиков шумового напряжения, превышающих уровень сигнала, работая, таким образом; в качестве ограничителя шумов.

Для ограничения амплитуды могут использоваться и триоды, на которые подается напряжение смещения, близкое к напряжению отсеч-

ки; уровень среза подаваемого сигнала определяется здесь разностью между амплитудой сигнала  $u_c$  и напряжением отсечки.

Таким образом, срезается вершина одной полуволны переменного сигнала, тогда как вершина другой полуволны срезается в следующем каскаде после изменения фазы на  $180^\circ$ . Подобная операция известна под названием ограничения отсечкой и может возникнуть в усилителе непреднамеренно при перегрузке лампы. Вид входного и выходного сигнала в подобной цепи показан на рис. 9-18, в.

Ограничивающее действие может быть получено за счет сеточного тока (рис. 9-19). При положительных входных сигналах цепь сетка — катод работает как диодный ограничитель, если  $R$  велико по сравнению с сопротивлением сеточной цепи триода. Ограничение происходит при нулевом смещении на сетке, так как при заходе в область положительных сеточных напряжений сеточный ток создает на сопротивлении  $R$  падение напряжения  $i_c R$ , близкое по величине к амплитуде положительной части сигнала. Последовательно с  $R_c$  может быть введено дополнительное напряжение смещения, что позволяет регулировать уровень ограничения в выходном сигнале.

Подавая на сетку сигнал, амплитуда которого значительно больше напряжения смещения, можно получить одновременно ограничение напряжения и за счет смещения, обусловленного сеточным током, и за счет отсечки анодного тока. Получающийся выходной сигнал при входном синусоидальном сигнале показан на рис. 9-20. Если внутреннее сопротивление цепи сетка—катод не будет пренебрежимо мало по сравнению с  $R$ , наблюдается легкое закругление срезанной вершины положительных импульсов. Повторяя процессы ограничения в нескольких последовательных каскадах, в каждом из которых фаза выходного сигнала сдвигается на  $180^\circ$ , можно получить плоские вершины импульсов обеих полярностей и превратить выходные синусоидальные колебания в прямоугольные колебания на выходе схемы.

Блоки ограничения амплитуды играют важную роль в телевизионной аппаратуре, где они используются для отделения синхронизирующих сигналов от сигналов изображения.

Как известно, в телевизионных сигналах синхронизирующие импульсы посылаются между сериями сигналов, соответствующими каждой строке и каждому кадру разложения изображения; синхронизирую-

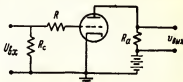


Рис. 9-19. Схема ограничения за счет сеточных токов.

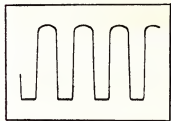


Рис. 9-20. Выходные импульсы ограничителя при одновременном ограничении по отсечке анодного тока и по сеточным токам.

щие сигналы превышают по амплитуде сигналы изображения. Ограничивающие устройства выделяют синхронизирующие импульсы и подают их на генератор развертки, тогда как сигналы изображения, лежащие ниже уровня ограничения, передаются без искажений в канал изображения.

Рис. 9-21 иллюстрирует работу схемы ограничения в устройстве, предназначенном для формирования отрицательных иглообразных импульсов из синусоидальных входных колебаний. В начале

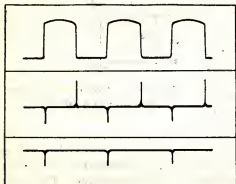


Рис. 9-21. Формирование иглообразных отрицательных импульсов путем двустороннего ограничения синусоидальных сигналов и дифференцирования и детектирования выходных сигналов ограничителя.

одновременным ограничением по сеточному току и по напряжению отсечки получается серия двусторонних прямоугольных импульсов, которые после дифференцирования превращаются в серию положительных и отрицательных иглообразных импульсов. Последние детектируются с помощью диода.

## 9-8. Схемы фиксации уровня

Схема, задающая на выходе усилителя желаемый уровень по постоянному току, назы-

вается схемой фиксации уровня, или схемой восстановления постоянной составляющей. Одна из простейших цепей подобного типа показана на рис. 9-22, а. Постоянная времени  $RC$ -цепи здесь должна быть велика по сравнению с периодом колебаний, подаваемых на вход, а источник входного сигнала должен иметь малое внутреннее сопротивление. Когда на выходную клемму  $A$ , с которой соединен анод диода, подается положительное напряжение, диод закорачивает эту точку на землю, в результате чего получается практически нулевой выходной сигнал.

Подаваемый на схему сигнал  $u_{вх}$  при этом полностью выделяется на емкости  $C$ , которая быстро заряжается через источник входного напряжения и диод.

С изменением полярности напряжения на входе конденсатор быстро перезарядится и потенциал его правой пластины, соединенной с точкой  $A$ , станет отрицателен, а следовательно отрицательным будет теперь и анод диода и лампа заперется.

При запертом диоде постоянная времени  $RC$ -цепи будет велика, конденсатор  $C$  не успеет заметно зарядиться за часть периода, соответствующую уменьшению мгновенных значений входного напряжения до нуля, и точка  $A$  останется под отрицательным потенциалом не только в течение всего отрицательного полупериода, но и в течение некото-



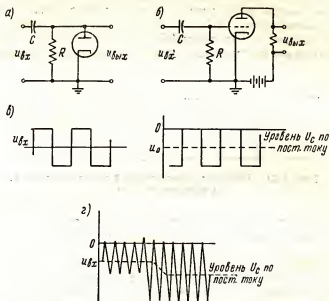


Рис. 9-22. Диодные (а) и триодные (б) схемы фиксации уровня. Сдвиг нулевого фиксированного уровня на прямоугольной волне (в). Сдвиг нулевого уровня синусоидальных колебаний (г).

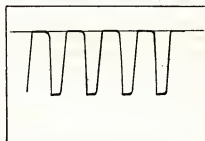


Рис. 9-23. Синусоидальные колебания после ограничения и сдвига нулевого уровня.

рой части положительного периода, необходимой для перезаряда конденсатора. После того как анод диода вновь станет положительным, конденсатор быстро разрядится и выходное напряжение будет иметь вид, показанный на рис. 9-22, в.

Таким образом, при большом  $RC$  и малом сопротивлении источника входных сигналов положительные импульсы выходного сигнала имеют

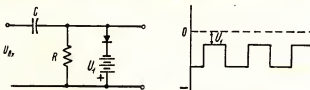


Рис. 9-24. Фиксация прямоугольной волны на уровне, отличном от нуля.

большую площадь, чем отрицательные, в результате чего в выходном сигнале появится некоторая, отличная от нуля, постоянная составляющая.

Аналогичные процессы будут происходить при двусторонних входных сигналах самой разнообразной формы (рис. 9-22 и рис. 9-23).

Изменив направление включения диода на обратное, можно получить дополнительную постоянную составляющую отрицательной полярности, а, введя последовательное с диодом некоторое смещение (рис. 9-24), можно регулировать величину дополнительной постоянной составляющей.

Так как цепь сетка—катод триода представляет собой диод, то вводя элементы  $R$  и  $C$  (рис. 9-22, б), можно получить при использовании триода одновременно с усилением фиксацию уровня постоянной составляющей.

## 9.9. Фиксация уровня телевизионных сигналов

В телевизионных сигналах, кроме сигналов изображения синхронизирующих импульсов, имеются бланкирующие импульсы, предназначенные для запираания луча телевизионной приемной трубки на время его обратного хода. В соответствии с телевизионными стандартами уровень бланкирующих импульсов принимается за базу. Белый цвет получается при напряжении, значительно превышающем базу, серый — при некотором промежуточном значении, черный — на уровне бланкирующих импульсов. Таким образом, уровень бланкирующего сигнала должен фиксироваться при отрицательном напряжении, достаточном для запираания луча, а «белый» сигнал должен обеспечивать напряжение, необходимое для максимально допустимого тока луча.

При прохождении через усилитель с емкостной связью сигнала, подобного изображенному на рис. 9-25, а, нулевая ось или уровень бланкирующего сигнала смещается, и сигнал приобретает вид, пока-

занный на рис. 9-25, б; нулевой уровень на различных участках выходного сигнала определяется некоторым усредненным значением напряжения на каждом участке.

В результате, даже при сигналах изображения равной интенсивности, бланкирующие импульсы на некоторых участках будут гасить линии обратного хода, а на других—не будут. Поэтому прибегают к «привязке»

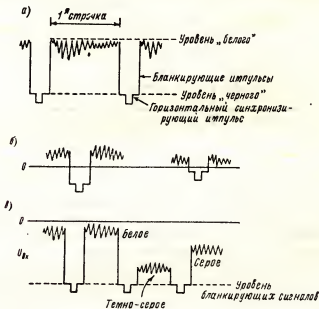


Рис. 9-25. Телевизионный видеосигнал (а). Телевизионный сигнал в усилителе с реостатно-емкостной связью (б) Телевизионные сигналы после фиксации уровня (в).

к нулю телевизионных сигналов, т.е. к фиксации нулевого уровня их на уровне бланкирующих импульсов (рис. 9-25, в). Отрицательное бланкирующее напряжение здесь достаточно для записания луча на всех участках, а нулевой уровень устанавливается соответственно освещению различных участков передаваемого изображения.

## 9-10. Схемы ударного возбуждения

В радиоэлектронной аппаратуре широко применяются схемы ударного возбуждения, работа которых также основана на нелинейных свойствах триодов. В подобных схемах лампа попеременно соединяет и отключает колебательный  $RLC$  — контур от источника энергии. Такие режимы работы могут быть использованы для генерации серий затухающих колебаний.

Анализ ударного возбуждения проливает свет на явления, встречающиеся иногда в усилительных устройствах, а именно на причины и условия возникновения затухающих колебаний во время переходных процессов.

В схеме, показанной на рис. 9-26, триод работает с ограничением по сеточной цепи, а анодная нагрузка состоит из элементов  $R$ ,  $L$  и  $C$ ,

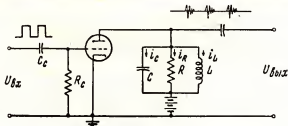


Рис. 9-26. Генератор ударного возбуждения.

включенных параллельно, где  $R$  — некоторое шунтирующее сопротивление, эквивалентное активному сопротивлению индуктивности  $L$  и иным активным потерям в контуре. Если подать на эту схему прямоугольные колебания достаточно большой амплитуды, положительные пики будут срезаться около нуля за счет автоматически устанавливающегося смещения  $i_c R_c$ . Величина отрицательных импульсов должна быть достаточна для полного запираания триода.

При напряжениях на сетке, близких к нулю, анодный контур шунтируется относительно небольшим сопротивлением триода  $R_t$ , вследствие чего колебательные свойства контура сильно ухудшаются или, как говорят, контур сильно демпфирован. Выходной ток  $i_{вых}$ , протекая через ветви  $L$  и  $R$  контура, создает на его клеммах падение напряжения, мгновенное значение которого обозначим через  $u_k$ .

При быстром запираании лампы ее внутреннее сопротивление  $R_t$  становится близким к бесконечности, благодаря чему затухание контура резко уменьшается и восстанавливаются его хорошие колебательные свойства. Происходящие при этом явления могут быть рассмотрены аналитически.

Запишем уравнения токов для цепи нагрузки при  $t = 0$ , т.е. в момент времени, когда лампа запирается, что дает

$$i_{вых} + \frac{1}{L} \int_0^t u dt + C \frac{du}{dt} + \frac{u}{R} = 0. \quad (9-28)$$

После дифференцирования и введения оператора  $p$  получаем

$$p^2 u + \frac{pu}{RC} + \frac{u}{LC} = 0,$$

или

$$\left( p^2 + \frac{p}{RC} + \frac{1}{LC} \right) u = 0. \quad (9-29)$$

Откуда

$$p = -\frac{1}{2RC} \pm \sqrt{\frac{1}{4R^2C^2} - \frac{1}{LC}}. \quad (9-30)$$

Корни уравнения (9-28) соответствуют трем различным случаям:

Случай *A*.  $\frac{1}{4R^2C^2} > \frac{1}{LC}$  ..... Контур так сильно демпфирован, что его колебательные свойства исчезают.

Случай *B*.  $\frac{1}{4R^2C^2} = \frac{1}{LC}$  ..... Контур имеет критическое затухание.

Случай *C*.  $\frac{1}{4R^2C^2} < \frac{1}{LC}$  ..... Затухание контура столь мало, что восстанавливаются его колебательные свойства.

В зависимости от соотношения между значениями *R*, *C* и *L* может иметь место один из случаев *A*, *B* и *C*. Случай *C* представляет для нас наибольший интерес. Радикал в решении уравнения (9-30) при этом имеет вид

$$\sqrt{\frac{1}{4R^2C^2} - \frac{1}{LC}} = j \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}} = j\omega,$$

где  $\omega$  — частота собственных резонансных колебаний контура, возникающих в нем при электрическом «толчке».

Для случая *C* решение дифференциального уравнения будет иметь вид:

$$u = (A_1 e^{j\omega t} - A_2 e^{-j\omega t}) e^{-t/2RC}.$$

После преобразования этого выражения получим:

$$u = (A_3 \cos \omega t - A_4 \sin \omega t) e^{-t/2RC}. \quad (9-31)$$

Так как индуктивность *L* не имеет активного сопротивления (последнее вынесено в эквивалентную активную ветвь контура — *R*), то при  $t = 0$   $i_L = i_{\text{вых}}$  будет величиной постоянной, откуда  $u = L di/dt = 0$ .

Используя это условие, находим из уравнения (9-31), что  $A_3 = 0$ . Следовательно и уравнение (9-31) может быть переписано в виде:

$$u = (A u \sin \omega t) e^{-t/RC}, \quad (9-32)$$

дифференцируя которое, получим

$$\frac{du}{dt} = \left( -\frac{A_4}{2RC} \sin \omega t + A_4 \omega \cos \omega t \right) e^{-t/RC}.$$

При  $t = 0$  имеем:

$$\left[ \frac{du}{dt} \right]_{t=0} = A_4 \omega.$$

Считая, что  $u = 0$  при  $t = 0$ , получаем упрощение исходного уравнения (9-28), которое приобретает вид:

$$\left[ \frac{du}{dt} \right]_{t=0} = -\frac{i_{(0)}}{C} = A_4 \omega,$$

где коэффициент  $A_4$  оказывается равным

$$A_4 = \frac{i_{(0)}}{\omega C}. \quad (9-33)$$

Следовательно, полное решение дифференциального уравнения будет иметь вид:

$$u = \left( -\frac{i_{(0)}}{\omega C} \sin \omega t \right) e^{-t/2RC}. \quad (9-34)$$

Этот результат выражает колебательный процесс, затухающий по экспоненциальному закону; затухание выходного сигнала определяется членом  $e^{-t/2RC}$ .

Частота колебаний может быть найдена из значения  $\omega$ , полученного выше:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}. \quad (9-35)$$

Данная величина является частотой колебаний контура; значение ее при уменьшении потерь приближается к резонансной частоте  $f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}$  которой соответствует  $\cos \varphi = 1$ . Практически она не зависит ни от каких изменений ламповых характеристик и питающих напряжений, исключая выходную емкость лампы.

Серии затухающих колебаний, возникающих при ударном возбуждении контура, показаны на осциллограммах (рис. 9-27).

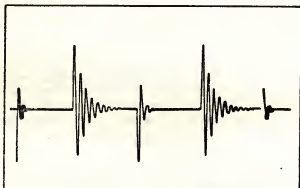


Рис. 9-27. Выходной сигнал генератора ударного возбуждения.

Длительные серии затухающих колебаний соответствуют тому полупериоду входного напряжения, в течение которого напряжение на аноде лампы отрицательно и они не шунтируют выходного контура. При определенных условиях затухающие колебания могут возникнуть и в течение положительного полупериода, когда лампа отперта. Однако здесь их шунтирующее действие на контур приведет к столь сильному ухудшению

колебательных свойств контура, что возбужденные в нем колебания быстро затухнут.

Это непосредственно видно из рассмотренной осциллограммы, на которой между сериями относительно медленно затухающих колебаний, соответствующих отрицательному полупериоду, имеются серии сильно затухающих колебаний, наблюдаемые в течение положительного полупериода.

Для обеспечения возбуждения одиночных импульсов затухание контура должно быть достаточно велико, причем выходной сигнал следует ограничить таким образом, чтобы все следующие за первым импульсы колебательного процесса остались ниже уровня ограничения.

Полученные одиночные импульсы могут быть продифференцированы, в результате чего получим серию острых « иглообразных » импульсов, которые всегда отстают на определенное время от входного сигнала, подаваемого на сетку триода.

Следовательно, схема может быть использована и для получения постоянной задержки времени, т.е. для заданного смещения во времени выходного сигнала относительно входного.

Если длительность входных прямоугольных колебаний достаточна для полного затухания колебаний в течение положительного периода, начальное значение тока может быть найдено из ламповых характеристик через индуктивность  $i_{\text{вых}}$ , так как его величина равна анодному току лампы при нулевом сеточном напряжении.

Определим теперь максимальное выходное напряжение, получаемое на контуре во время первого полупериода колебаний. Если учесть, что при большой добротности контура  $Q$  и малых активных потерях в нем энергия, запасенная в индуктивности в течение первой четверти начального периода, в течение следующей четверти периода передается емкости и

$$\frac{Li_{\text{вых}}^2}{2} = \frac{Cu_{\text{max}}^2}{2},$$

получим:

$$u_{\text{max}} = -i_{\text{вых}} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (9-36)$$

Для работы схемы необходимо, чтобы входные прямоугольные колебания имели амплитуду, достаточную для запираания лампы в течение первого колебательного пика. В этот момент в анодной цепи напряжение, получаемое из уравнения (9-36), складывается с  $U_a$ ; следовательно, размах (двойная амплитуда) входного сигнала должен удовлетворять неравенствам:

$$U_{\text{вх}} > \frac{U_a + i_{\text{вых}} \sqrt{L/C}}{\mu}. \quad (9-37)$$

В главе 5 при рассмотрении вопросов, связанных с применением прямоугольных колебаний для исследования частотных характеристик усилителей, было упомянуто, что обусловленные подобными сигналами

переходные процессы в определенных условиях могут привести к возникновению « паразитных » колебаний, вызывающих искажения выходных сигналов и иные нарушения нормальной схемы.

Анализ процессов ударного возбуждения контура, проведенный в данном разделе, объясняет физическую природу этих колебаний, а количественные соотношения, определяющие условия их возникновения, указывают пути борьбы с ними.

## 9-11. Блокинг-генераторы

Блокинг-генераторы являются видом ламповых устройств в которых нелинейные свойства триода используются для генерирования периодических коротких импульсов. В схеме блокинг-генератора (рис. 9-28) используется индуктивная обратная связь между анодом и сеткой; колебательный  $RLC$  контур с малой добротностью включается в сеточную цепь лампы,

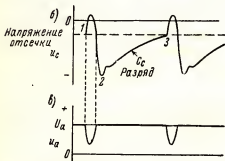
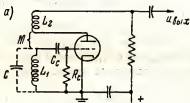
что позволяет получить сильно затухающие колебания.

Постоянная времени сеточной цепи  $R_c C_c$  должна быть велика по сравнению с периодом резонансной частоты сеточного контура. Распределенная емкость катушки используется обычно как составная часть резонансного контура. Индуктивная связь между катушками  $L_1$  и  $L_2$  должна быть большой, и они включаются таким образом, чтобы в схеме осуществлялась положительная обратная связь.

Любое изменение анодного тока в данной схеме может вызвать появление напряжения на сетке, которое многократно усиливается благодаря положительной обратной связи. Увеличение анодного тока приводит к тому, что сетка становится положительной, а это еще более увеличивает

Рис. 9-28. Схема блокинг-генератора (а). Кривая изменения напряжения на сетке лампы (б). Кривая изменения напряжения на аноде лампы (в).

анодный ток; одновременно возрастает и заряд на конденсаторе  $C_c$ . Этот процесс продолжается до тех пор, пока лампа не достигнет режима насыщения, где рост анодного тока прекращается. Когда в результате насыщения анодный ток делается постоянным, напряжение ( $L_2 di/dt$ ) на клеммах катушки  $L_2$  падает до нуля, в результате чего уменьшается до нуля и напряжение на катушке  $L_1$ , индуцируемое за





счет положительной обратной связи. Одновременно конденсатор  $C_c$  начнет разряжаться через сопротивление  $R_c$  и напряжение на сетке уменьшится, что после выхода из области насыщения вызовет уменьшение анодного тока.

С уменьшением анодного тока на концах катушки  $L_1$  индуцируется отрицательное напряжение, постепенно запирающее лампу.

В этих условиях сеточный колебательный контур, сильно демпфированный вследствие малого значения  $Q$ , будет работать в режиме ударного возбуждения. Рассмотренные выше процессы соответствуют участку 1—2 кривой, приведенной на рис. 9-28, б.

Так как при большом отрицательном напряжении на сетке  $C_c$  может разряжаться только лишь через  $R_c$ , при достаточно большой величине последнего процесс разряда протекает относительно медленно и лампа остается в запертом состоянии в течение значительного интервала времени. Когда же напряжение на  $C_c$  уменьшится до значения, соответствующего точке 3, в которой восстанавливаются проводящие свойства лампы, на ее сетке за счет обратной связи вновь будет индуцировано положительное напряжение и процесс повторяется.

Интервалы между импульсами (рис. 9-28, б) в основном будут определяться постоянной времени цепи  $R_c C_c$  и не будут зависеть ни от данных резонирующей цепи, ни от параметров лампы, что обеспечивает высокую стабильность частоты выходных сигналов. Подавая в сеточную цепь импульсные сигналы от внешнего источника, можно синхронизировать генерируемые колебания с каким-либо иным процессом. Это иллюстрирует рис. 9-29, где выходной сигнал генератора синхронизируется входным сигналом, представляющим секундные метки времени.

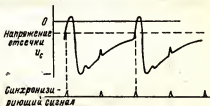


Рис. 9-29. Синхронизация блокинг-генератора посредством положительных импульсов.

## 9-12. Генераторы развертки для электронно-лучевых трубок

Отклонение электронного луча в электростатических катодно-лучевых трубках определяется уравнением (3-32), которое может быть записано следующим образом:

$$D_1 = K_1 U_{д.п.}$$

где все величины, кроме напряжения на отклоняющих пластинах  $U_{д.п.}$ , включены в коэффициент  $K_1$ .

Если  $U_{д.п.}$  является линейной функцией времени, т.е.  $U_{д.п.} = K_2 t$ , то и отклонение луча будет также линейной функцией времени:

$$D_1 = K_1 K_2 t. \quad (9-38)$$

Линейность напряжения развертки, необходимая во многих случаях применения электронно-лучевых трубок, может быть обеспечена

при использовании пилообразного напряжения развертки (рис. 9-30). При подаче на горизонтальные отклоняющие пластины трубки пилообразного напряжения и одновременно сигнала на вертикальные пластины на экране трубки появится кривая (осциллограмма), выражающая изменения данного сигнала во времени.

При каждом ходе луча на экране должно появляться  $n$  циклов напряжения, поданного на отклоняющие пластины оси  $y$ .

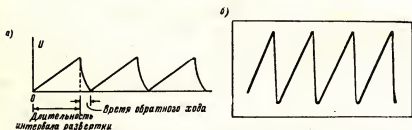


Рис. 9-30. Пилообразное напряжение развертки (а). Осциллограмма реального пилообразного напряжения (б).

При пилообразном напряжении развертки электронный луч перемещается по экрану в горизонтальном направлении с постоянной скоростью, величина которой зависит от наклона участка пилы, соответствующего линейному нарастанию напряжения. Луч возвращается в начальную точку очень быстро, так как наклон ветви обратного хода пилы во много раз больше, чем наклон ветви прямого хода. Обратный ход луча или вообще не виден на экране, или же имеет значительно меньшую яркость, чем осциллограмма исследуемого процесса.

Идеальные пилообразные колебания получить нелегко.

Для того, чтобы добиться хорошей линейности, используются различные методы, некоторые из которых будут рассмотрены в последующих разделах.

### 9-13. Простейший RC-генератор пилообразного напряжения

Для получения пилообразного напряжения в грубом приближении может быть использован заряд конденсатора  $C$  через сопротивление  $R$  (рис. 9-31). Предположим, что в начальный момент, до замыкания ключа  $S$ , конденсатор не был заряжен. При замыкании ключа напряжение на конденсаторе возрастет соответственно закону

$$u_{\text{вых}} = u_c = U_0 (1 - e^{-t/RC}). \quad (9-39)$$

В момент, когда  $u_{\text{вых}}$  достигнет значения, соответствующего напряжению зажигания газотрона, в газовом наполнении последнего произойдет электрический разряд и через газотрон потечет ток. Разряд будет сопровождаться быстрым падением напряжения на конденсаторе вследствие очень малого сопротивления работающего газотрона. Когда  $u_{\text{вых}}$  упадет ниже потенциала ионизации, разряд прекратится и кон-

денсатор  $C$  начнет снова заряжаться, что вызовет возрастание  $u_{\text{вых}}$  и процесс повторится.

Разрядный ток ограничивается величиной сопротивления  $R$ , а также сопротивлением и индуктивностью подводящих проводов и сопротивлением источника питания.

Поскольку данный процесс периодически повторяется, в результате его получается пилообразное напряжение с периодом  $T$ , равным времени одного полного процесса заряда и разряда конденсатора, в течение которого выходное напряжение изменяется почти от нуля — точнее от напряжения прекращения разряда в газотроне — до максимальной величины  $U_{\text{вых max}}$ .

Если длительность участка обратного хода пилообразного напряжения незначительна по сравнению с продолжительностью его линейной рабочей части, что и бывает в большинстве случаев, период пилообразного напряжения можно определить из уравнения (9-39), преобразуя которое, имеем:

$$\tau' = RC \ln \frac{U_0}{U_0 - U_{\text{вых max}}} \quad (9-40)$$

где  $U_{\text{вых max}}$  — амплитуда пилообразного сигнала.

Время развертки можно менять, регулируя величину  $R$  или  $C$ .

Используя разложение в ряд экспоненты, из уравнения (9-39), можно получить следующее выражение для выходного напряжения:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= U_0 \left[ 1 - \left( 1 - \frac{t}{RC} + \frac{t^2}{2R^2C^2} - \frac{t^3}{6R^3C^3} + \dots \right) \right] = \\ &= U_0 \left( \frac{t}{RC} - \frac{t^2}{2R^2C^2} + \frac{t^3}{6R^3C^3} - \dots \right) \end{aligned} \quad (9-41)$$

Если  $t/RC$  достаточно мало, членами высшего порядка можно пренебречь и

$$u_{\text{вых}} \approx \frac{U_0 t}{RC} = kt, \quad (9-42)$$

т.е. получается пилообразное напряжение развертки, примерно линейно нарастающее во времени. Очевидно, что при этих условиях

$$\frac{u_{\text{вых}}}{U_0} = \frac{t}{RC} \quad \text{и} \quad \frac{U_{\text{вых max}}}{U_0} = \frac{\tau'}{RC}$$

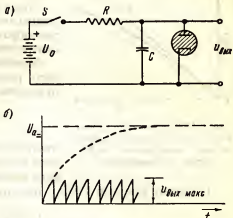


Рис. 9-31. Схема генератора пилообразных колебаний на газотроне (а). Получение пилообразного напряжения, близкого к линейному посредством  $RC$ -цепи (б).

и, если  $\frac{r}{RC}$  для обеспечения хорошей линейности сделано малым, то и отношение амплитуды выходного напряжения к напряжению источника питания будет очень мало. Поэтому для получения хорошего (по линейности) пилообразного напряжения, достаточного по величине для отклонения луча осциллографической трубки, получают сначала пилообразное напряжение небольшой амплитуды, которое затем усиливается.

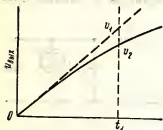


Рис. 9-32. Отклонение реального пилообразного напряжения, получаемого в  $RC$ -цепи, от линейного.

Представляет интерес количественная оценка отклонения от линейности реальных пилообразных напряжений, получаемых рассмотренным выше способом.

Уравнение строго линейного — идеального рабочего участка пилообразного напряжения (рис. 9-32) имеет вид:

$$u_{\text{вых}} = \frac{U_0}{RC} t,$$

что получается при учете только одного первого члена разложения реального пилообразного напряжения.

В момент времени  $t = t_1$ , идеальное напряжение будет

$$u_1 = \frac{U_0}{RC} t_1, \quad (9-43)$$

откуда

$$\frac{u_1}{U_0} = \frac{t_1}{RC}. \quad (9-44)$$

Напряжение реальной зарядной кривой, в момент времени  $t_1$  определяется уравнением:

$$u_2 = U_0 (1 - e^{-t_1/RC}).$$

Следовательно, учитывая (9-44), получим:

$$\frac{u_2}{U_0} = 1 - e^{-u_1/U_0}. \quad (9-45)$$

Разность между напряжениями  $u_1$  и  $u_2$  в этот же момент времени ( $t = t_1$ ) равняется

$$u_1 - u_2 = U_0 \left( \frac{t_1}{RC} - 1 + e^{-t_1/RC} \right)$$

и

$$\frac{u_1 - u_2}{u_1} = 1 - \frac{u_2}{u_1} = 1 - \frac{U_0}{u_1} (1 - e^{-u_1/U_0}),$$

откуда, оценивая относительную линейность развертки по величине отношения  $u_2/u_1$ , получаем

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{U_0}{u_1} (1 - e^{-u_1/U_0}). \quad (9-46)$$

Выражение (9-46) является функцией отношения  $u_1/u_0$ . Это позволяет построить универсальную обобщенную кривую  $\frac{u_2}{u_1} = f\left(\frac{u_1}{u_0}\right)$ , (рис. 9-33), из которой, например, следует, что при  $u_1/U_0 = 0,1$  реальное напряжение составляет 95% от идеального, т.е. расхождение между ними будет 5%.

#### 9-14. Генератор развертки с тиратроном

При использовании для генерирования пилообразных напряжений схемы с  $RC$ -цепью и газотроном получается недостаточная стабильность частоты и амплитуды пилообразных колебаний, что обусловлено нестабильностью напряжения зажигания газотрона. Это затрудняет получение устойчивой осциллограммы на экране осциллографической трубки.

В  $RC$ -генераторах пилообразного напряжения с тиратроном, при сохранении всех преимуществ схемы с газотроном, существенно повышается стабильность амплитуды и частоты генерируемых колебаний, а также обеспечивается возможность синхронизации выходного сигнала с каким-либо внешним периодическим процессом. В схеме  $RC$ -генератора пилообразных колебаний с тиратроном (рис. 9-34) сопротив-

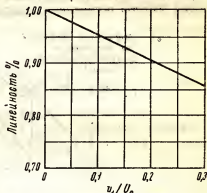


Рис. 9-33. Обобщенная кривая зависимости коэффициента линейности напряжения заряда  $RC$ -цепи от отношения  $u_1/U_0$ .

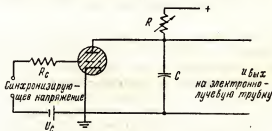


Рис. 9-34. Схема генератора пилообразного напряжения на тиратроне.

ление  $R$  и емкость  $C$  играют такую же роль, как и в газотронном варианте, а  $R_c$  представляет собой сопротивление, ограничивающее сеточные токи тиратрона, причем включение переменного сопротивления  $R$  позволяет регулировать частоту выходных колебаний.

Тиратрон будет зажигаться при определенном анодном  $u_{\text{мах}}$  и сеточном  $u_c$  напряжении, после чего конденсатор  $C$  начинает разряжаться.

С возрастанием (по абсолютной величине) отрицательного напряжения на сетке тиратрона  $u_0$  напряжение разряда и, следовательно, выходное напряжение будут возрастать. Если на сетку подать синусоидальное напряжение, изменится и напряжение зажигания тиратрона (рис. 9-35). При этом частота генерируемых колебаний устанавливается несколько ниже частоты переменного напряжения на сетке.

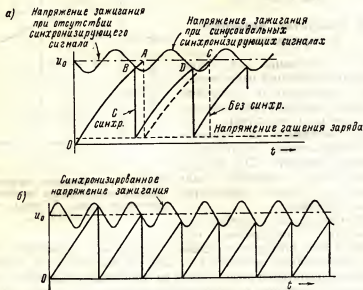


Рис. 9-35. Синхронизация частоты пилообразного напряжения в тиратронном генераторе (а). Процесс установления стабильной частоты при пуске схемы (б).

При отсутствии синхронизирующего сигнала тиратрон вначале зажжется в точке А, когда  $u_{вых}$  достигнет соответствующей величины. Однако в следующий период зажигание произойдет в точке С (рис. 9-35, а), что указывает на отсутствие связи с частотой сеточного напряжения. По истечении определенного интервала времени начнется обратный процесс самопроизвольного увеличения частоты тиратронного генератора и, таким образом, частота генерируемых пилообразных колебаний будет непрерывно «плавать», что нарушит нормальную работу осциллографа или иного устройства. Если же на сетку тиратрона подать дополнительный синхронизирующий сигнал, то после кратковременного интервала установления стабильного режима работы тиратронного генератора (соответствующего трем первым периодам кривой, показанной на рис. 9-35) частота генератора стабилизируется и становится равной частоте синхронизирующего сигнала.

Дальнейшее рассмотрение вопросов, связанных с синхронизацией, приведено в разделе 9-21.

Тиратронный генератор пилообразных колебаний может синхронизироваться периодическими напряжениями, имеющими частоту, кратную частоте синхронизируемого сигнала. Область работы тиратронных генераторов развертки ограничена сравнительно низкими частотами, определяемыми временем, требуемым для деионизации газа после каждого цикла. Предельная частота тиратронных генераторов при использовании обычных тиратронов 30 000—50 000  $\mu$ с, однако применение специальных релейных тиратронов с водородным наполнением позволяет существенно повысить эту частоту.

### 9-15. Ламповый генератор ждущей развертки

В некоторых случаях нет нужды синхронизировать развертку каким-либо периодическим сигналом, а необходимо генерирование пилообразного напряжения начинать в момент начала подлежащего исследованию процесса. Для этой цели используются генераторы развертки на вакуумных электронных лампах, обеспечивающие возможность получения разверток более высокой частоты при очень высокой синхронизации начала развертки с моментом возникновения исследуемого явления.

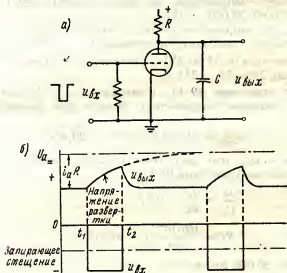


Рис. 9-36. Схема триодного генератора пилообразного напряжения.

В простой  $RC$ -схеме (рис. 9-36) при отсутствии сигнала напряжение на сетке равно нулю. Напряжение на конденсаторе при этом равно  $U_a - i_a R = u_a = u_{ВЫХ}$ , т.е. напряжению на аноде самой лампы. При подаче на вход прямоугольного импульса заданной длительности лампа запирается, конденсатор  $C$  заряжается от анодного источника через сопротивление  $R$  и напряжение  $u_{ВЫХ}$  на конденсаторе  $C$  стре-

мится к напряжению анодной батареи, к  $U_{a_{\text{н}}}$ , причем процесс заряда продолжается в течение всего времени, пока напряжение на сетке отрицательно, т.е. в течение всей длительности импульса.

Для получения достаточно линейной развертки необходимо, чтобы постоянная времени  $RC$ -цепи была намного больше длительности импульса.

При окончании импульса на сетке снова восстанавливается нулевой потенциал, лампа переходит в проводящее состояние, конденсатор  $C$  быстро разряжается через малое сопротивление, представляемое полностью открытой лампой, и схема возвращается в первоначальное состояние. Таким образом генерируется одно колебание развертки с точно определенным началом и продолжительностью.

*Пример.* Рассчитать ламповый генератор ждущей развертки на триоде 6С4Г, обеспечивающий получение длительности развертки 100 мксек при нелинейности 2%.

Из требования к нелинейности находим (рис. 9-33), что  $u_{\text{нх}}/U_0 = 0,05$ . Из семейства характеристик лампы и нагрузочной линии, соответствующей  $R = 50\,000$ , определяем анодный ток при нулевом смещении, который равен 4,3 мА.

Следовательно, напряжение на аноде лампы при  $U_c = 0$  равняется  $250 - 0,0043 \cdot 50\,000 = 35$  в.

Учитывая, что напряжение на аноде запертой лампы, когда  $i_a = 0$ , равно напряжению анодного источника  $U_{a_{\text{н}}} = 250$  в, получим, что оно будет изменяться от 35 до 250 в, и амплитудное значение напряжения на  $C$  равняется  $250 - 35 = 215$  в.

Используя уравнение (9-45) и полагая  $U_c' = 215$  в, получаем, что максимальное значение напряжения сигнала при заданной нелинейности будет

$$u_{2\text{max}} = 215 (1 - e^{-0,05}) = 20,4 \text{ в.}$$

Полагая  $u_1 = u_2$ , что допустимо в случае малой нелинейности, получаем с помощью уравнения (9-43)

$$\frac{u_1}{U_0} = \frac{t_1}{RC} = 0,5;$$

$$RC = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{0,05} C = 0,002 \text{ сек.};$$

и, так как  $R = 50\,000$  ом, то

$$C = \frac{0,002}{50\,000} = 0,04 \cdot 10^{-8} = 0,04 \text{ мкф.}$$

В течение интервала нулевого сеточного смещения усредненное внутреннее сопротивление лампы

$$R_{\text{ср}} = \frac{35}{0,0043} = 8100 \text{ ом.}$$

Конденсатор будет разряжаться по окончании запирающего импульса через параллельную цепь, состоящую из усредненного внутреннего



сопротивления лампы  $R_{\text{лп}}$  и сопротивления  $R$ . Общее сопротивление цепи приближенно равно 7000 ом и постоянная времени цепи  $R_{\Sigma} C$  получается равной

$$R_{\Sigma} C = 7\,000 \times 0,04 \cdot 10^{-6} = 0,00028 \text{ сек.}$$

Полный разряд конденсатора произойдет через  $4R_{\Sigma} C$  или через

$$T = 4 \cdot 0,00028 = 720 \text{ мксек,}$$

что определяет предельную частоту повторения запускающих импульсов, которая оказывается равной примерно 1000 имп/сек, если в схеме отсутствуют дополнительные элементы, позволяющие уменьшить постоянную времени разрядной цепи.

### 9-16. Линеаризация RC-схемы развертки

Напряжение на конденсаторе в RC-схеме развертки определяется выражением:

$$u_c = \frac{1}{C} \int_0^t i dt$$

или, если вместо постоянного напряжения задается постоянный ток заряда, то выходное напряжение будет линейной функцией времени, т.к.

$$u_c = \frac{I_0}{C} t + U_{(0)}.$$

Поскольку анодный ток пентода почти не зависит от анодного напряжения при фиксированных напряжениях на управляющей и экранирующей сетках, он может служить в качестве источника неизменного тока, т.е. генератора тока.

На рис. 9-37 приведены схемы генераторов развертки на тиратроне и вакуумном триоде, в которых в качестве генератора тока применяется пентод.

При тщательном выборе рабочей точки пентода можно получить почти идеально линейную развертку, если напряжение на экранирующей и управляющей сетках пентода, а также и напряжения накала будут достаточно стабильны.

В другой схеме (рис. 9-38, а) для получения постоянного зарядного тока, необходимого для линеаризации выходного напряжения RC-схемы развертки, используется обратная связь. В ней на лампу  $L_1$  подаются прямоугольные запускающие импульсы, называемые так потому, что они запускают, т.е. приводят в рабочее состояние, схему. На выходе лампы  $L_1$  имеется конденсатор  $C_1$ , заряжаемый через стоящие в анодной цепи сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ ; напряжение на  $C_1$  и представляет собой выходной сигнал. Обратная связь между выходом и анодной цепью лампы  $L_1$ , осуществляемая посредством катодного повторителя на лампе  $L_2$ , обеспечивает линеаризующую обратную связь по току.

Анализ данного блока может быть произведен на основе эквивалентной схемы (рис. 9-38, б), которая воспроизводит зарядную цепь

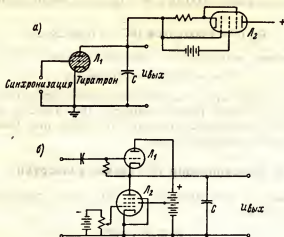


Рис. 9-37. Схема генератора линейного пилообразного напряжения с компенсирующим пентодом: а — тиратронного; б — триодного.

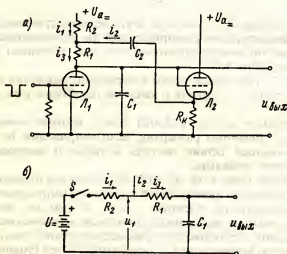


Рис. 9-38. Схема генератора линейного пилообразного напряжения с компенсирующим катодным повторителем (а). Эквивалентная схема цепи заряда конденсатора  $C_1$  (б).

лампы  $L_1$ . В точке соединения  $R_1$  с  $R_2$  цепи сходятся три составляющие зарядного тока. При замкнутом ключе уравнения Кирхгофа для указанной цепи имеют вид:

$$\begin{aligned} u_1 &= U_- - i_1 R_2; \\ u_1 &= i_3 R_1 + \frac{1}{C} \int_0^t i_3 dt. \end{aligned} \quad (9-47)$$

Приравнивая правые части этих уравнений, получаем:

$$U_- - i_1 R_2 = i_3 R_1 + \frac{1}{C} \int_0^t i_3 dt. \quad (9-48)$$

При  $t = 0$ , считая в данный момент  $i_2 = 0$ , справедливость чего будет показана позже,  $i_3$  равняется

$$i_3 = \frac{U_-}{R_1 + R_2} \quad (t=0). \quad (9-49)$$

Из требования постоянства тока, заряжающего  $C_2$ , вытекает, что  $i_3$  должен иметь величину, определяемую соотношением (9-49), при  $t=0$  и при всех других значениях  $t$  на протяжении всего зарядного интервала.

Замечая, что

$$i_1 = i_3 + i_2,$$

и используя равенство (9-48), получаем

$$i_3 (R_1 + R_2) - i_3 R_2 = U_- - \frac{1}{C} \int_0^t i_3 dt,$$

откуда на основании уравнения (9-49) получаем условие постоянства зарядного тока

$$\begin{aligned} i_2 R_2 &= \frac{1}{C} \int_0^t i_3 dt; \\ i_2 &= \frac{1}{R_2} u_{\text{вых}}. \end{aligned} \quad (9-50)$$

Таким образом, ток обратной связи  $i_2$  должен быть пропорционален выходному напряжению  $u_{\text{вых}}$  на конденсаторе  $C_1$ .

В схеме, изображенной на рис. 9-38, а, лампа  $L_1$  находится в проводящем состоянии при отсутствии отрицательных запускающих импульсов и запирается при наличии их. При этом так же, как было описано в разделе 9-15, конденсатор  $C_1$  начинает заряжаться и напряжение на нем стремится к  $U_{a_1}$ . При наличии катодного повторителя напряжение на  $R_k$  будет возрастать и, когда коэффициент повторения станет равен единице, падение напряжения на  $R_2$  устанавливается равным  $u_{\text{вых}}$ , что и требуется соответственно уравнению (9-50) для постоянства зарядного тока.

Таким образом, в данной схеме при заряде конденсатора  $C_1$  напряжение на нем стремится не к  $U_{a-}$ , а к непрерывно возрастающему напряжению

$$U_a + \frac{1}{C} \int_0^t idt,$$

благодаря чему ток заряда остается постоянным в течение всего процесса заряда.

Степень линейности результирующих пилообразных колебаний зависит от того, насколько коэффициент повторения катодного повторителя близок к единице. Предполагается, что отношение  $C_2/C_1$  достаточно велико, в результате чего напряжение на  $C_2$  в течение всего цикла развертки остается неизменным и изменения  $u_{вых}$  возникнут только на сопротивлении  $R_1$ .

Так как коэффициент повторения может быть сделан равным 0,95 и больше, погрешности, связанные с нелинейностью в простой  $RC$ -схеме развертки, могут быть уменьшены в два-три раза по сравнению с обычной экспоненциальной разверткой на  $R$  и  $C$ .

Конечно, имеется возможность ввести усиление внутри петли обратной связи, с тем чтобы получить любую практическую степень компенсации нелинейности, для чего используются иные варианты схем.

## 9-17. Основные виды временных разверток

Хотя при осциллографическом исследовании различных процессов наибольшее применение имеет развертка, линейная во времени, иногда более удобным бывает использование иных видов разверток. Примером подобного рода может служить круговая развертка, (рис. 9-39, а), в которой осциллограмма напряжения развертки при отсутствии сигнала имеет вид окружности, а сигналы вызывают радиальные выбросы, или нарушения постоянства радиуса этой окружности.

Основным преимуществом круговой развертки, по сравнению с линейной, является увеличение длины базовой линии развертки более чем в  $3 (\pi)$  раза при использовании трубки одного и того же диаметра. Увеличение длины базовой линии имеет существенное значение в ряде областей применения, например, в радиолокаторах, где расстояние до цели определяется по длине отрезка базовой линии, расположенного между двумя импульсами.

В качестве отклоняющих напряжений при круговой развертке используются два синусоидальных сигнала:

$$\begin{aligned} u_{\text{верт}} &= A \sin \omega t; \\ u_{\text{гориз}} &= A \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right), \end{aligned}$$

получаемых с помощью усилителей и соответствующего устройства, смещающего фазу. Исследуемый сигнал может подаваться, например, на экранирующие сетки усилительных варимю пентодов, благодаря чему в момент прихода сигнала увеличивается усиление, а следовательно и радиус развертки, и на базовой линии образуется радиальный выброс.

На рис. 9-39 показана простая схема, используемая для получения круговой развертки. Радиус круга устанавливается входным потенциометром, а потенциометр  $R$  служит для корректировки эллипсности развертки. Для получения неискаженной окружности синусоидальные напряжения, подаваемые на отклоняющие пластины, должны быть

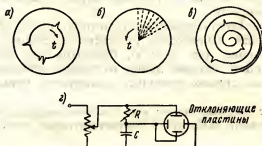


Рис. 9-39. Изображение сигналов в индикаторе с круговой разверткой (а). Формирование изображения на индикаторе кругового обзора (б). Спиральная развертка (в). Простейшая схема круговой развертки (г).

свободны от гармоник, так как заданный сдвиг фазы между отклоняющими напряжениями, имеющий место при  $R = 1/\omega C$ , может быть получен только на одной частоте.

В другом варианте развертки (рис. 9-39, б), используемом в радиолокационных индикаторах, напряжения развертки сообщают лучу сложное двойное движение, синхронное с движениями антенны радиолокатора. Во-первых, электронный луч перемещается по радиусам по вертикальной оси синхронно с быстрыми качаниями антенны радиолокатора, при которых излучаемый антенной радиолуч также по радиусам «просматривает» контролируемое пространство. Одновременно электронный луч в трубке тоже синхронно с вращением антенны и излучаемого ею радиолуча медленно вращается вокруг центральной точки. При отсутствии сигнала электронный луч затемнен и движение его не оставляет заметного следа на экране. При наличии сигнала луч «открывается», интенсивность его возрастает и в соответствующей точке экрана вспыхивает светящееся пятно. Если сигнал обусловлен «радиоэхом», т.е. образуется за счет отражения радиолуча от какой-либо цели-судна, самолета, положение светящейся точки на экране определяет расстояние от радиолокатора до цели и направление на цель.

При наличии нескольких целей на экране вспыхивает несколько светящихся точек, расположенных соответственно местонахождению каждой из целей.

Если радиолуч судового или самолетного радиолокатора будет «просматривать» какой-либо береговой или иной участок поверхности, на экране индикаторной трубки появится изображение, соответствующее карте данного участка (отчетливо будут видны береговая линия, реки, мосты, суда, широкие улицы, группы строений), так как различные

объекты по разному отражают радиолуч, а интенсивность отраженного сигнала определяет интенсивность свечения соответствующих участков экрана индикаторной трубки.

Подобные устройства называются индикаторами кругового обзора. Напряжение развертки для подобной системы получается от вращающегося проволочного потенциометра, обладающего заданной степенью нелинейности.

Иногда применяется специальная развертка, в которой электронный луч под действием напряжения развертки перемещается по экрану по спиральной линии (рис. 9-30, в), благодаря чему можно получить значительную длину базовой линии на экране небольших размеров, что в некоторых случаях позволяет существенно повысить точность индикации.

Приходящие сигналы так же, как в случае индикатора с круговой разверткой, создают выбросы в соответствующих точках спиральной базовой линии.

### 9-18. Схемы линейной развертки для электронно-лучевых трубок с магнитной отклоняющей системой

Так как магнитная индукция  $B$  пропорциональна току в отклоняющей катушке  $i$ , для получения линейной развертки в катодно-лучевых трубках с магнитным отклонением необходимо иметь ток, линейно изменяющийся во времени. Иными словами, этот ток должен удовлетворять условию:

$$i = kt.$$

Попытаемся найти закон изменения напряжения, который обеспечит бы линейное изменение во времени тока в магнитной отклоняющей

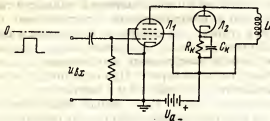


Рис. 9-40. Схема генератора линейной развертки для электронно-лучевой трубки с магнитным управлением.

системе, обладающей определенным активным сопротивлением, индуктивностью и распределенной емкостью. Для упрощения анализа пренебрежем последним параметром вследствие его малости.

В схеме, изображенной на рис. 9-40, первое приближение к линейности дает небольшой участок вольтамперной характеристики устанавливающегося процесса  $Rh$ -цепи.

На вход схемы подаются положительные прямоугольные импульсы, которые в течение всего хода развертки задают примерно нулевое напряжение на сетку лампы.

В момент отпирания лампы анодный ток, равный до того нулю, начинает нарастать согласно уравнению:

$$i = \frac{U_a}{R + R_{\text{лп}}} (1 - e^{-(R + R_{\text{лп}})t/L}), \quad (9-51)$$

где  $R$  и  $L$  — сопротивление и индуктивность отклоняющей катушки;  $R_{\text{лп}}$  — внутреннее сопротивление лампы.

Если постоянная времени  $L/(R + R_{\text{лп}})$  достаточно велика, по сравнению с длительностью прямоугольного импульса, ток развертки

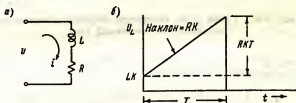


Рис. 9-41. Эквивалентная схема отклоняющей катушки (а). Форма напряжения, необходимая для получения линейного пилообразного токового сигнала в отклоняющей катушке (б).

будет нарастать примерно линейно, и выводы, полученные для погрешностей, обусловленных нелинейностью процесса установления в  $RC$ -цепи, будут полностью приложимы и к данному случаю.

На протяжении интервала, в течение которого лампа открыта, полярность напряжения  $L di/dt$ , наводимого в отклоняющей катушке, такова, что демпфирующий диод  $L_2$  оказывается закрытым.

Когда  $L_1$  снова запирается, полярность напряжения  $L di/dt$  изменяется на обратную и  $L_2$  открывается, давая возможность энергии, запасенной в  $L$ , выделиться на  $R_k$  и на самом диоде. Из-за наличия в отклоняющей катушке распределенной емкости в цепи возможно возникновение «паразитных» колебаний. Поэтому величина  $R_k$  выбирается малой, чтобы обеспечить достаточно большое затухание в цепи.

Можно также найти такой закон изменения напряжения, при котором в индуктивной нагрузке получилось бы строго линейное изменение тока во времени.

Для линейно нарастающего тока, определяемого формулой  $i = Kt$ , напряжение на отклоняющей катушке, имеющей сопротивление  $R$  и индуктивность  $L$ , должно быть равно

$$u = L \frac{di}{dt} + Ri = LK + RKt. \quad (9-52)$$

При наличии подобного напряжения зависимость тока от времени будет иметь вид, показанный на рис. 9-41, б.

Приведенная на рис. 9-42 схема будет вырабатывать подобные колебания в качестве входного сигнала лампы  $\Lambda_2$ , представляющей усилитель класса  $A$ , благодаря воздействию цепи  $R_2C_2$  на прямоугольные положительные импульсы, подаваемые на сетку  $\Lambda_1$ . Так как

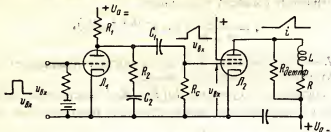


Рис. 9-42. Схема для генерации линейно-растающих пилообразных изменений тока.

напряжение  $u_{вх}$  должно иметь форму, определяемую уравнением (9-52), должно удовлетворяться равенство:

$$AU_{a-} \left( 1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} e^{-t/(R_1 + R_2) C_1} \right) = LK + RKt, \quad (9-53)$$

где  $A$  — коэффициент усиления лампы  $\Lambda_1$ .

Следовательно, начальный скачок напряжения получается равным

$$AU_{a-} \left( 1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) LK, \quad (9-54)$$

а начальный наклон определяется формулой:

$$\frac{AU_{a-} \cdot R_1}{(R_1 + R_2)^2 C_2} = RK. \quad (9-55)$$

Форма сигнала  $u_{вых}$ , получаемого в подобной схеме, показана на рис. 9-43.

Если отклоняющая катушка имеет заметную распределенную емкость, в начальной части импульса  $u_{вх}$  необходимо добавить узкий импульс напряжения, который создаст

нужный начальный заряд на распределенной емкости.

Возможны также другие виды линейных схем магнитной развертки.

## 9-19. Мультивибраторы

Мультивибратором, имеющим в выходном сигнале множество гармоник, обычно называется схема (рис. 9-44, а), разработанная Абрагамом и Блохом в 1918 году. Ее главным назначением является генери-



рование прямоугольных, трапецидальных или пилообразных колебаний. Все многообразие таких схем может быть сведено к трем основным типам:

1. Мультивибратор, не имеющий устойчивых состояний.
2. Мультивибратор с одним устойчивым состоянием, который после принудительного перевода в нестабильное состояние автоматически возвращается к исходному стабильному состоянию.

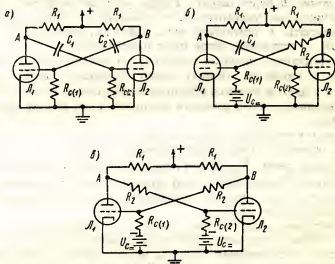


Рис. 9-44. Мультивибратор: а — не имеющий стабильных состояний; б — с одним стабильным состоянием; в — с двумя стабильными состояниями (триггер).

3. Мультивибратор с двумя устойчивыми состояниями и областью неустойчивых состояний между ними (триггер), который может переходить попеременно из одного стабильного состояния в другое.

Рассмотрим состояние неустойчивого равновесия в схеме (рис. 9-44, а) при равных мгновенных значениях анодного тока ламп в обоих плечах схемы. Любое малое воздействие на схему может вызвать на мгновение нарастание анодного тока, например, лампы  $L_1$ , что ведет к понижению напряжения в точке А. Так как  $C_1$  и  $C_2$  обычно велики и их потенциалы не могут очень быстро измениться, уменьшение напряжения в точке А немедленно передается через емкость  $C_2$  на сетку лампы  $L_2$ , вследствие чего ее анодный ток уменьшается и возрастает напряжение в точке В. Изменение напряжения в точке В передается через  $C_2$  на сетку лампы  $L_1$  и вызывает дальнейшее увеличение ее анодного тока.

В результате этого процесса ток первой лампы будет нарастать до максимально возможного значения, определяемого данными лампы и схемы, и в связи с резким уменьшением потенциала точки А напря-

жение на сетке  $L_2$  почти мгновенно упадет; лампа при этом полностью заперется.

Теперь  $C_1$  и  $C_2$  начнут разряжаться через внешние сопротивления сеточных цепей  $R_{c1}$  и  $R_{c2}$  и через внутренние сопротивления сеточных цепей ламп  $R_{c(1)}$  и  $R_{c(2)}$ . Спустя некоторое время, напряжение на сетке лампы  $L_2$  поднимется и она перейдет в проводящее состояние. Это вызовет появление отрицательного сигнала на сетке лампы  $L_1$ ; напряжение в точке  $B$  будет падать. Теперь уже анодный ток лампы  $L_1$  начнет непрерывно уменьшаться, а анодный ток лампы  $L_2$  — непрерывно нарастать, в результате чего, лампа  $L_1$ , оказывается запертой, а лампа  $L_2$  — открытой, затем цикл повторяется.

В рассмотренном процессе имеются два предельных неустойчивых состояния, в одном из которых лампа  $L_1$  заперта, а  $L_2$  полностью открыта, и в другом имеются обратные соотношения, причем состояние, соответствующее точке с равными анодными токами, так же не является устойчивым.

Так как в «открытой» лампе, имеющей положительное напряжение на сетке, проходят относительно большие сеточные токи, внутреннее сопротивление цепи  $R_{c(1)}$  будет невелико и может упасть до 1000 ом; поэтому емкость, связанная с этой лампой сеткой, разряжается значительно быстрее, чем емкость, связанная с лампой, имеющей отрицательное напряжение на сетке.

Следовательно, запертая лампа определяет время задержки; связанный с ее сеткой конденсатор должен разрядиться через  $R_{c1}$ . Постоянная времени, определяющая интервал между двумя последовательными «опрокидываниями» схемы, равна  $R_{c1}C_1$  или  $R_{c2}C_2$ . Если эти константы сделаны неравными, то и время пребывания схемы в каждом из состояний, или импульсы на аноде каждой из ламп, будут иметь различную амплитуду и длительность.

Внутреннее сопротивление сеточной цепи открытой лампы  $R_{c2}$  обычно мало по сравнению с  $R_{c1}$  и  $R_1$ ; время заряда конденсатора  $C_1$  или  $C_2$ , определяемое постоянной времени  $R_{c1}C_1$  или  $R_{c2}C_2$ , как правило, много меньше, чем  $R_{c1}C_1$ .

Форма напряжений, получающихся на аноде и сетке каждой из ламп, а также в общей анодной цепи мультивибратора показана на рис. 9-45 и рис. 9-46, где вместе с теоретическими кривыми приведены осциллограммы реальных процессов. В кривых изменения напряжения на сетке, кроме экспоненциальных участков, соответствующих процессу разряда конденсатора, имеются небольшие положительные выбросы. Они появляются во время зарядки  $C_1$  ( $C_2$ ) через  $R_{c1}$  и  $R_1$  ( $R_2$ ).

Из кривых непосредственно видно, что длительность пребывания схемы в каждом состоянии определяется большей постоянной времени цепи заряда емкости через  $R_{c1}$ . Сеточное напряжение каждой из ламп возрастает экспоненциально до тех пор, пока не будет достигнуто некоторое значение, при котором происходит опрокидывание схемы.

Запирающий потенциал  $U_0$ , при котором начинается быстрое нарастание сеточного напряжения, определяется из уравнения:

$$U_0 = (U_{a-} - u_{a(n)}) e^{-t_1/R_c C_1}, \quad (9-56)$$

где  $u_a$  — напряжение на аноде открытой лампы;

$U_{a-}$  — питающее напряжение, до которого был заряжен конденсатор  $C_1$ .

Таким образом, разность  $(U_{a-} - u_a)$  представляет собой начальное напря-

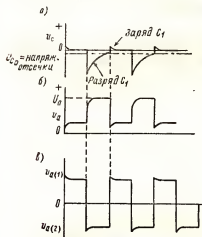


Рис. 9-45. Напряжение: а — на сетке лампы  $L_1$ ; б — на аноде лампы  $L_1$ ; в — в общей анодной цепи мультивибратора.

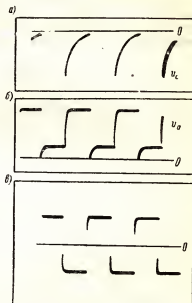


Рис. 9-46. Напряжение: а — на сетке лампы  $L_1$ ; б — на аноде лампы  $L_1$ ; в — на общей анодной цепи.

жение, вызывающее разряд конденсатора  $C_1$  через цепь, составленную из  $R_1$ ,  $C_1$  и  $R_c$  как показано на рис. 9-47.

Если схема симметрична и импульсы обеих полярностей равны, время  $\tau$ , или период колебания мультивибратора, равен

$$\tau = 2 t_1 = 2 R_c C_1 \ln \frac{(U_{a-} - u_{a(n)})}{U_0}. \quad (9-57)$$

В этом выражении не учтены явления, связанные с распределенными и междуэлектродными емкостями.

Мультивибратор является отличным источником прямоугольных импульсов: напряжение в общей анодной цепи, соответствующее рис. 9-46, в, нуждается

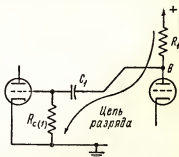


Рис. 9-47. Цепь разряда конденсатора  $C_1$ .

лишь в ограничении для улучшения формы плоских вершин импульсов. Если генерируемые прямоугольные импульсы должны иметь очень крутые фронты (т.е. боковые грани), следует включать малые анодные сопротивления и использовать лампы с малыми междуэлектродными емкостями.

Количественно величины элементов схемы мультивибратора определяются по методике, изложенной при анализе широкополосных усилителей. Соответствующим выбором элементов схемы можно получить длительности фронтов, составляющие доли микросекунды.

## 9-20. Роль смещения

Момент времени, при котором происходит опрокидывание схемы мультивибратора, определяется точкой пересечения кривой экспоненциально возрастающего сеточного напряжения с уровнем запирания

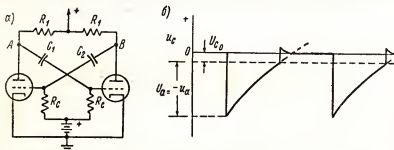


Рис. 9-48. Мультивибратор со смещением (а). Сеточное напряжение в схеме а (б).

лампы (рис. 9-45, а). Поскольку напряжение запирания зависит от параметров лампы и ее режима, момент начала процесса опрокидывания, а следовательно и длина импульса, не могут быть определенными. При экспоненциально нарастающем сеточном напряжении, стремящемся к начальному напряжению, наклон экспоненциальной кривой во время подхода ее к уровню напряжения запирания может быть очень мал, вследствие чего момент опрокидывания будет довольно неопределенным.

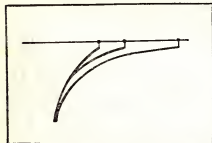


Рис. 9-49. Напряжение на сетке лампы мультивибратора, работающей при различных напряжениях смещения ( $U_c = +80; 0; -20$  в).

Для обеспечения быстрого нарастания потенциала при подходе к напряжению запирания можно применить схему с положительным смещением (рис. 9-48, а). Осциллограммы экспоненциального участка сеточного напряжения (рис. 9-48, б и рис. 9-49) подтверждают уве-

личение крутизны рассматриваемого участка в этой схеме, т.е. увеличение угла, под которым кривая сеточного напряжения пересекает уровень запирания, что обеспечивает большую определенность времени опрокидывания. Однако даже при использовании этого напряжения стабильность частоты мультивибратора остается не очень высокой.

## 9-21. Синхронизация мультивибратора

Для дальнейшего улучшения стабильности частоты мультивибратора его можно синхронизировать внешним источником импульсного или синусоидального напряжения. Это обеспечивает принудительное согласование частоты колебаний мультивибратора с синхронизирующим сигналом.

Один из методов подачи синхронизирующего напряжения на мультивибратор показан на рис. 9-50, а.

Единственным требованием, предъявленным к синхронизирующим сигналам, является необходимость в симметрии сигналов относительно обеих ламп. Если на сетки ламп подаются положительные импульсы, они почти не изменяют процесса нарастания анодного тока лампы. Импульсы, добавляемые к отрицательному сеточному напряжению, вызывают появление выбросов на экспоненте (рис. 9-50, б). Если выбросы имеют достаточную амплитуду, некоторые из них будучи добавлены к экспоненциально нарастающему напряжению достигнут уровня запирания раньше, чем это было бы при отсутствии синхронизирующих сигналов.

Мультивибратор синхронизируется подобными сигналами, опрокидываясь каждый раз в момент прихода соответствующего импульса.

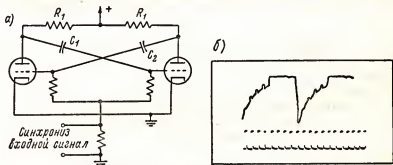


Рис. 9-50 Схема подачи на мультивибратор синхронизирующих сигналов (а). Осциллограмма напряжения на сетке лампы мультивибратора при наличии импульсной синхронизации (б).

Если частота синхронизирующих сигналов изменяется в небольших пределах, мультивибратор также изменяет свою частоту, продолжая работать синхронно с ними. Если же изменение частоты сигнала велико, схема может начать опрокидываться только от каждого 2 или 3 или 4 и т.д. импульса.

Таким образом, при импульсной синхронизации мультивибратора можно получить деление частоты вплоть до  $1: n = 1: 10$ , т.е. генерирование колебаний, частоты которых будут в  $n$  раз ниже частоты входящих сигналов. Для этого мультивибратор заставляют срабатывать при каждом  $n$ -ом импульсе входящего сигнала.

Часто подобным образом делится частота высокостабильного генератора, работающего на  $100 \text{ кгц}$ . Из данной частоты при  $n = 10$  получим на выходе стабильные колебания частотой  $10 \text{ кгц}$ ,  $1 \text{ кгс}$  и  $100 \text{ гц}$ . Последняя частота может использоваться для управления часами, показания которых могут сравниваться, например, с вращением земли, и все рассмотренное устройство в целом работает как точный первичный стандарт частоты и времени.

## 9-22. Мультивибратор с одним стабильным состоянием

В мультивибраторе с одним стабильным состоянием одна лампа все время заперта, так что схема находится в устойчивом «нерабочем» состоянии и не будет работать до тех пор, пока на нее не будет подан извне синхронизирующий или пусковой импульс. Этот импульс вызывает переход схемы из стабильного нерабочего состояния в нестабильное рабочее состояние. После некоторого интервала времени, определяемого параметрами ее цепей, схема возвращается к своему начальному устойчивому состоянию, в котором и остается до прихода следующего пускового импульса.

На рис. 9-51, а, показана схема, отличающаяся от схемы рассмотренного ранее мультивибратора только наличием сопротивления  $R_2$ , включенного параллельно емкости  $C_2$ , и более высоким напряжением смещения на сетке лампы  $L_1$ , превышающем напряжение отсечки.

В этой схеме при стабильном ее состоянии лампа  $L_1$  заперта и лампа  $L_2$  открыта. При подаче на сетку лампы  $L_1$  положительного импульса достаточной амплитуды лампа  $L_1$  переходит в проводящее состояние, вследствие чего резко уменьшается напряжение в точке  $x$ . Так как напряжение на емкости  $C_1$  не может изменяться столь же быстро, напряжение в точке  $z$  (т.е. на сетке лампы  $L_2$ ) станет равно напряжению в точке  $x$  и лампа  $L_2$  заперется (рис. 9-51, б). По мере разряда  $C_1$  через  $R_{c1}$  напряжение на сетке лампы  $L_2$  будет возрастать. В определенный момент времени эта лампа вновь открывается и ее анодный ток понижает потенциал в точке  $y$ , следовательно, и на сетке лампы  $L_1$ . В результате лампа  $L_1$  снова оказывается запертой. Длительность получающегося импульса определяется постоянной времени  $R_{c(2)} C_1$ -цепи.

В соответствии с выводами, полученными в разделе 9-19, время пребывания схемы в нестабильном состоянии определяется формулой

$$\tau = R_{c(2)} C_1 \ln \frac{U_{ам} - U_{a(n)}}{U_0}. \quad (9-58)$$

Как и в случае мультивибратора, не имеющего стабильных состояний, здесь на сетку лампы  $L_2$  может быть подано положительное сме-

щение. Этим обеспечивается некоторое повышение стабильности генерируемой частоты, благодаря увеличению наклона экспоненциального участка сеточного напряжения вблизи уровня запирания. Регулировка положительного смещения позволяет изменять длительность генериру-

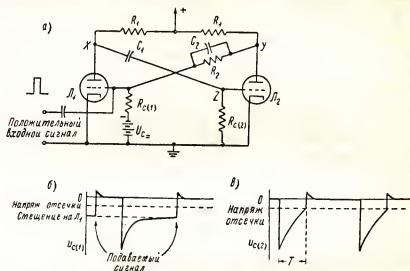


Рис. 9-51. Мультивибратор с одним стабильным состоянием (а). Напряжение на сетке закрытой лампы  $L_1$  (б). Напряжение на сетке открытой лампы  $L_2$  (в).

емых импульсов; время  $\tau$  остается обратно пропорциональным положительному сеточному смещению в большом диапазоне изменений последнего. Подобная модификация схемы показана на рис. 9-52.

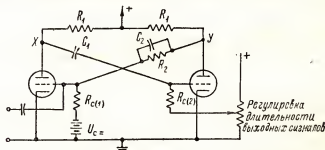


Рис. 9-52. Регулировка частоты пилообразного напряжения.

Конденсатор  $C_2$  служит для уменьшения длительного заднего фронта импульсов. Как видно из рис 9-51, а, напряжение точки У передается на сетку лампы  $L_1$  через делитель напряжения, образованный сопро-

тивлениями  $R_2$  и  $R_{c1}$ . Следовательно, на сетку лампы  $L_1$  передается лишь часть постоянного напряжения, имеющегося в точке  $У$ .

Иные соотношения возникают при быстро изменяющихся напряжениях, когда конденсатор  $C_2$  шунтирует  $R_2$ , вследствие чего в момент обратного переброса изменение потенциала точки  $У$  полностью передается на сетку лампы  $L_1$ . Кроме того, при отсутствии  $C_2$  междуэлектродные емкости лампы, шунтирующие  $R_c$ , заряжаются через сопротивление  $R_2$ . При наличии же этого конденсатора в случаях, когда емкость его значительно больше входной емкости лампы  $L_1$ , последняя заряжается быстро и напряжение на сетке лампы  $L_1$  будет почти равно напряжению в точке  $У$  на протяжении всего процесса опрокидывания.

Подобные схемы очень часто применяются для генерирования коротких прямоугольных импульсов, причем выходной сигнал снимается с анода лампы. Данная схема может быть использована и для формирования импульса. Входные импульсы произвольной формы используются в качестве запускающих, а на выходе схемы получаются импульсы заданной формы, необходимые для точных управляющих устройств или счетчиков.

### 9-23. Триггер

Триггерная схема (рис. 9-53), описанная впервые Эклсом и Джорданом в 1919 г., представляет собой дальнейшее развитие схемы мульти-вibratorа. Она имеет два устойчивых состояния. В одном из них лампа  $L_1$  открыта, а лампа  $L_2$  заперта, в другом имеются обратные соотношения. Для того чтобы вызвать переход схемы из одного состояния в другое, на вход ее необходимо подать соответствующий сигнал. Для управления перебросами схем можно использовать напряжения в точках  $A$  и  $B$ .

Предположим, что в начальный момент времени лампа  $L_1$  открыта, а лампа  $L_2$  заперта вследствие совместного действия делителя напряжения на  $R_2$  и  $R_{c2}$  и отрицательного напряжения смещения. Если на обе сетки одновременно подать положительный сигнал, то полностью открытая лампа  $L_1$  на это реагировать не будет, тогда как лампа  $L_2$  перейдет в проводящее состояние, что приведет к уменьшению напряжения в точке  $B$  и к соответствующему уменьшению напряжения на сетке лампы  $L_1$ .

В результате, анодный ток лампы  $L_1$  начнет уменьшаться, а напряжение в точке  $A$  и напряжение на сетке лампы  $L_2$  возрастут. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока  $L_1$  не окажется запертой, а  $L_2$  полностью открытой. Так как при этом нет переходных  $RC$ - процессов, схема будет оставаться в новом устойчивом состоянии до тех пор, пока не появится еще какой-либо положительный импульс.

Для запуска схемы можно использовать отрицательные пусковые импульсы, не оказывающие воздействия на запертую лампу, но уменьшающие ток в открытой лампе.

Подобные запускающие импульсы должны иметь амплитуду и длительность, достаточные для того, чтобы перевести эти лампы немного



за уровень, соответствующий равным анодным токам обеих ламп, после чего переброс закончится сам.

При использовании отрицательных импульсов запуск схемы может производиться как по анодной, так и по сеточной цепи лампы. Уменьшение анодного напряжения передается на сетку другой лампы через делитель напряжения и, таким образом, делитель будет теперь играть

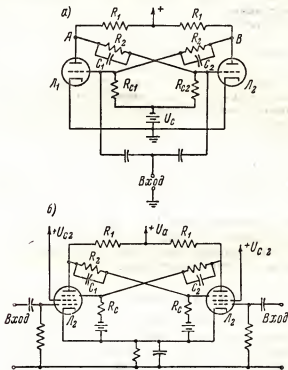


Рис. 9-53. Триггерная схема: а — на триодах; б — на пентодах.

такую же роль в работе мультивибратора, как и в схеме с сеточным запуском.

Можно осуществить несимметричный запуск, при котором отрицательные импульсы подаются на открытую лампу, а положительные — на запертую, но это требует изменения через раз полярности запускающих импульсов. К тому же необходимая для запуска амплитуда положительного импульса должна быть больше, чем у отрицательного импульса. Отрицательный импульс должен лишь задать на сетку смещение несколько превышающее значение, соответствующее равенству токов обеих ламп, в то время как положительный импульс должен, кроме того, скомпенсировать значительное отрицательное смещение, имеющееся на сетке запертой лампы.

Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  добавляются для облегчения работы схемы на коротких импульсах, что было рассмотрено при анализе мультитриггера с одним стабильным состоянием. В схеме триггера могут быть использованы пентоды.

В схеме, изображенной на рис. 9-53, б, в узле перекрестной связи управляющие сетки можно заменить антидинаatronными.

Управляющие сетки можно использовать для запуска схемы короткими отрицательными импульсами, запирающими ту лампу, которая ранее была открыта.

Однако напряжение на  $C_1$  (или  $C_2$ ) соответственно той лампы, которая была открыта, будет таково, что напряжение на антидинаatronной сетке данной лампы будет более отрицательно, чем на антидинаatronной сетке второй, и по окончании пускового импульса схема опрокидывается. Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  при этом должны быть достаточно велики, так чтобы напряжение на них не изменялось заметно на протяжении запускающего импульса.

Время, затрачиваемое на переход схемы из одного состояния в другое, называется разрешающим временем. Так как в течение этого интервала схема нечувствительна к приходу следующего импульса, разрешающее время определяет минимально возможный интервал между импульсами, которые еще могут быть зарегистрированы, т. е. разрешены.

Постоянные времени цепей  $R_1 C_1$  и  $R_2 C_2$  должны быть велики по сравнению с продолжительностью запускающего импульса и малы по сравнению с ожидаемыми интервалами между ними, что необходимо для получения хорошего разрешения.

### 9-24. Пересчетные устройства

В схеме, изображенной на рис. 9-53, а, лампа  $L_2$  открывается при каждом втором запускающем импульсе, вследствие чего число отрицательных импульсов, получающихся в ее анодной цепи, равно половине числа пусковых импульсов. Благодаря этому подобная ячейка, называемая схемой пересчета на 2, широко используется в устройствах, предназначенных для регистрации числа импульсов, получающихся при измерениях радиоактивности и других исследованиях в области ядерной физики. Ячейки можно соединять в каскады, получая пересчет на 4, на 8 и т. д., что позволяет считать следующие импульсы с помощью медленно действующего механического счетчика. При этом не требуется, чтобы интервалы между импульсами были постоянны, так как схема просто «ждет» в своем последнем состоянии прихода следующего импульса.

Для того чтобы узнать, какая из образующих пару ламп в настоящий момент открыта, включают маленькую неоновую лампочку параллельно сопротивлению анодной нагрузки  $R_1$  одной из ламп. Если лампочка не горит, это означает, что открыта вторая лампа. На каждую пару ламп, образующую триггер, требуется всего лишь одна индикаторная лампочка.

Каскадное соединение пересчетных ячеек с индикаторными лампами показано на рис. 9-54. Если используется пять каскадов, коэффициент пересчета будет равен  $2^5 = 32$ . В общем случае при использовании  $n$  каскадов коэффициент пересчета равняется  $2^n$ . Приведенная схема обеспечивает пересчет на 8 и возможность использования импульсов, получающихся на анодах  $L_2$  и  $L_4$  для запуска следующих каскадов по анодам.

Для того, чтобы в начальный момент были открыты лампы  $L_2, L_4, L_6 \dots$ , т.е. чтобы начальное состояние каждой триггерной пары было

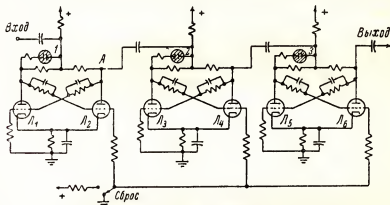


Рис. 9-54. Схема с пересчетом на 8.

известно и все индикаторные лампочки не горели, в схеме имеется приспособление, называемое обычно сбросом.

При работе рассматриваемого пересчетного устройства первый пусковой импульс запирает лампу  $L_2$  и отпирает лампу  $L_1$ , напряжение точки  $A$  возрастает и второй триггер не срабатывает, так как для запуска по анодам требуются отрицательные импульсы. Индикаторная лампа  $I$  при этом загорается. При втором импульсе лампа  $L_1$  запирается и снова отпирается лампа  $L_2$ , и, так как теперь напряжение точки  $A$  падает, на следующий каскад подается отрицательный пусковой импульс, вызывая запуск лампы  $L_4$  и отпирание лампы  $L_3$ . Индикаторная лампочка  $I$  гаснет, а лампочка  $2$  загорается. При появлении на входе третьего импульса вновь отпирается лампа  $L_1$  и индикатор  $I$  загорается. Четвертый импульс опять отпирает  $L_2$  и вырабатывает второй отрицательный запускающий импульс для второго каскада. Последний отпирает  $L_4$  и при этом вырабатывается импульс, запускающий третий триггер и отпирающий лампу  $L_5$ .

Из изложенного вытекает, что после четырех импульсов лампы  $L_2, L_4$  и  $L_6$  оказываются открытыми и индикаторная лампочка  $3$  горит. Проводя подобные рассуждения, можно показать, что после появления на входе восьмого импульса лампы  $L_2, L_4$  и  $L_6$  вновь откроются и на регистрирующий счетчик будет подан выходной импульс.

Последовательность действий схемы иллюстрирует табл. 9-2, где 0 обозначает условия, соответствующие погашенной индикаторной лампочке, а 1 — горящей.

Таблица 9-2

**Последовательность действий схемы каскадного соединения пересчетных ячеек с индикаторными лампами**

Число импульсов	Состояние индикатора			Выходной сигнал
	1	2	3	
0	0	0	0	—
1	1	0	0	—
2	0	1	0	—
3	1	1	0	—
4	0	0	1	—
5	1	0	1	—
6	0	1	1	—
7	1	1	1	—
8	0	0	0	×

Так как горение каждой из индикаторных лампочек соответствует 1, 2, 4... пришедшим импульсам, получаем, что общее число поданных импульсов определяется суммой этих чисел. Горение, например, всех трех индикаторных лампочек означает, что на вход схемы было подано 7 импульсов ( $1 + 2 + 4 = 7$ ).

### 9-25. Декадные пересчетные схемы

Выше было показано, что система бинарных ячеек дает пересчет на 2, где  $n$  — целое число. Следовательно, пересчет на 2; 4; 8; 16 и т.д. в подобных схемах может быть получен непосредственно.

Для получения возврата устройства к начальному состоянию при каждом  $k$ -ом импульсе могут быть использованы различные схемы обратной связи. При этом по существу происходит вычитание некоторого числа  $r$  импульсов и коэффициент пересчета будет равен  $k + r$ .

Особенно желательно иметь возможность пересчитывать двойную систему в десятичную систему счисления, т.е. считать обычными декадами общепринятой числовой системы.

Схема, изображенная на рис. 9-55, обеспечивает возможность пересчета на десять с помощью четырех бинарных ячеек, коэффициент пересчета которых нормально должен был бы быть равным 16. Схема дает пересчет на 10 при  $k = 9$  и  $r = 1$ , так что  $k + r = 10$ ; заданный результат получается за счет введения соответствующей связи между каскадами. В схеме запуск триггеров производится по анодам, вследствие чего запускающими являются только отрицательные импульсы.

Возвращение в исходное состояние, в котором лампы  $L_1$ ,  $L_3$ ,  $L_5$  и  $L_7$  будут заперты, осуществляется с помощью тумблера  $S$ , подающего на соответствующие лампы большое отрицательное смещение. После того, как схема приведена в начальное состояние, она будет считать входные импульсы и вырабатывать выходной импульс при каждом десятом из них. Выходной сигнал схемы может быть взят в качестве входного для следующей декады, давая соответственно пересчет на 100, 1000 и т.д. Индикаторные лампочки, связанные с лампами  $L_1$ ,  $L_3$ ,  $L_5$  и  $L_7$ , горят, когда соответствующие лампы открыты.

Между анодом лампы  $L_3$  и сеткой лампы  $L_1$  имеется прямая связь, обеспечиваемая линией  $A-A$ . Кроме того, имеется обратная связь с анода  $L_8$  на сетки  $L_3$  и  $L_5$ , обеспечиваемая линией  $B-B$ .

Вначале с помощью тумблера  $S$  все лампы с нечетными номерами переводятся в положение «зап», т.е. запираются. Это дает первую строку табл. 9-3. Для состояний лампы, обозначаемых с помощью «отп» или «зап», состояние светового сигнала обозначается 0 для запертой лампы и 1 для открытой.

Таблица 9-3

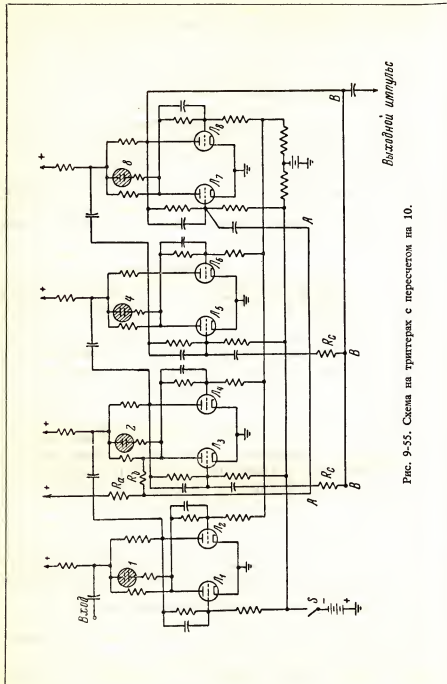
Работа декадной пересчетной схемы

Число импульсов	$L_1$	$L_3$	Световой индикатор 1	$L_2$	$L_4$	Световой индикатор 2	$L_5$	$L_6$	Световой индикатор 4	$L_7$	$L_8$	Световой индикатор 8
0	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0
1	отп.	зап.	1	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0
2	зап.	отп.	0	отп.	зап.	1	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0
3	отп.	зап.	1	отп.	зап.	1	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0
4	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0	отп.	зап.	1	зап.	отп.	0
5	отп.	зап.	1	зап.	отп.	0	отп.	зап.	1	зап.	отп.	0
6	зап.	отп.	0	отп.	зап.	1	отп.	зап.	1	зап.	отп.	0
7	отп.	зап.	1	отп.	зап.	1	отп.	зап.	1	зап.	отп.	0
8	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0	отп.	зап.	1
9	отп.	зап.	1	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0	отп.	зап.	1

Придавая каждой из горящих ламп соответственный «вес», т.е. числовое значение 1; 2; 4; 8, и складывая их, можно найти общее число пришедших импульсов. К этому надо добавить показания счетчиков более высоких декад.

Первый импульс отпирает лампу  $L_1$  и зажигает индикатор 1. При запираии  $L_2$  на  $L_3$  подается положительный импульс, не вызывающий никакого действия, так как запуск по аноду осуществляется отрицательными импульсами.

Таким образом, получается состояние схемы, определяемое второй строкой в таблице, соответствующей одному сосчитанному импульсу.



Выходной штырь

Рис. 9-55. Схема на триггерах с пересчетом на 10.

Второй импульс запирает  $L_1$  и открывает  $L_2$ , гася индикатор 1. Отрицательный импульс, вырабатываемый при отпирании  $L_2$  передается на  $L_3$ ;  $L_3$  открывается и зажигается индикатор 2, давая второе рабочее состояние, соответствующее третьей строке таблицы.

Получающийся при отпирании лампы  $L_3$  отрицательный импульс передается через  $A-A$  на сетку лампы  $L_7$ . Однако лампа  $L_7$  при этом и так заперта, поэтому подача отрицательного импульса на сетку не вызывает никакого действия. Позднее, при четвертом импульсе, на сетку лампы  $L_7$  тоже подается отрицательный импульс, но амплитуда его с помощью сопротивлений  $R_a$  и  $R_b$  устанавливается так, чтобы и он был недостаточным для запуска  $L_7$ .

Приход восьмого импульса, передаваемого через цепь обратной связи  $B-B$  на предыдущие блоки, также не оказывает влияния на состояние ламп  $L_3$ ,  $L_5$ , так как подающиеся положительные импульсы слишком малы для того, чтобы произвести их запуск. Таким образом, все идет обычным порядком, пока в таблице не записывается девятый импульс (напомним, что опрокидывание в данной схеме вызывает только отрицательные импульсы).

Десятый импульс вызывает дальнейшее изменение состояния схемы от положения 9 к положению 10, соответственно табл. 9-4.

Таблица 9-4

Работа пересчетной схемы при переходе из положения 9 в положение 10

Число импульсов	$L_1$	$L_2$	Световой индикатор 1	$L_3$	$L_4$	Световой индикатор 2	$L_5$	$L_6$	Световой индикатор 4	$L_7$	$L_8$	Световой индикатор 8
9	отп.	зап.	1	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0	отп.	зап.	1
10	зап.	отп.	0	отп.	зап.	1	отп.	зап.	1	зап.	отп.	0
Плюс выходной импульс, который за счет обратной связи вызывает изменение состояния схемы к												
10	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0	зап.	отп.	0

При запираании лампы  $L_4$  во время 10-го импульса, на следующую пару  $L_5L_6$  подается положительный импульс, который не в состоянии ее запустить.

Наоборот, образующийся при отпирании  $L_3$  отрицательный импульс передается через связь  $A-A$  на лампу  $L_7$ , запирая ее и отпирая  $L_8$ . С отпиранием  $L_8$  на сетку ламп  $L_3$  и  $L_5$  через цепь  $B-B$  поступает отрицательный импульс, запирая  $L_3$  и препятствуя отпиранию  $L_5$  в тот момент, когда отпирается  $L_4$  и на  $L_5$ ,  $L_6$  подается отрицательный сигнал. В результате, получается состояние с числом импульсов 10, соответствующее второй строке табл. 9-4. Одновременно с лампы  $L_8$  на счетчик или следующую декаду подается отрицательный выходной сигнал. Состояние схемы после десятого импульса соответствует началь-

ному состоянию. Следовательно, схема готова для счета следующего десятка импульсов.

Из изложенного следует, что десятый импульс вызывает сразу три эффекта, первый из которых приводит к отпиранию  $L_3$ , причем  $L_5$  остается запертой. Затем получающийся в результате этого импульс передается через  $A-A$  на лампу  $L_7$  и запирает ее, отпирая одновременно  $L_6$ . Последнее дает отрицательный импульс, который передается через  $B-B$ , вызывая запуск  $L_3$  и удерживая  $L_5$  в запертом состоянии. Для осуществления данной временной последовательности импульсы обратной связи слегка задерживаются из-за влияния сопротивлений  $R_b$  и  $R_c$  и связанных с ними емкостей.

Распределение напряжений, получающееся в цепи каждого устойчивого состояния, соответствует только одному данному состоянию. Это дает возможность включать контрольные цепи, реагирующие или срабатывающие только после того, как сосчитано заранее установленное число импульсов. Например, число пиллоль, опускаемых в упаковку, можно считать фотоэлектрическим методом и останавливать процесс наполнения после того, как в упаковку попало заданное их количество.

Рассмотренные выше методы пересчета и счета дают возможность исследовать многие процессы с большой скоростью и точностью. Особенно эффективно подобные схемы могут применяться при измерении частоты, где могут быть сконструированы счетчики, считающие колебания с точностью до шестой, седьмой и более значащей цифры.

### 9-26. Декатрон

Сложность типовой схемы пересчета на 10 привела к разработке газонаполненных ламп, обладающих способностью производить десятичный пересчет. Они делаются для работы с умеренными скоростями и состояния в них индицируются фиксацией разряда на одном из десяти катодов.

Принцип действия одной из подобных ламп основан на понижении напряжения газового разряда при увеличении степени ионизации пространства между катодом и анодом.

Если вокруг общего анода поместить несколько катодов, газовый разряд можно заставить переходить от одного катода на другой посредством последовательной подачи на них отрицательных импульсов напряжения, если между анодом и очередным катодом имеется нужная начальная ионизация.

На рис. 9-56 приведен схематический эскиз подобной лампы. В ней имеется один центральный анод, окруженный 30 катодами, распределенными по группам (по 3 катода в каждой группе).

Все основные катоды  $K_0, K_1, \dots, K_9$  соединены параллельно.

В каждой группе имеется по два вспомогательных катода  $G_1$  и  $G_2$  или  $G'_1$  и  $G'_2$  и т.д. по всему кругу. Все катоды  $G_1$  включены параллельно, так же как и все катоды  $G_2$ .

Предположим, что в начальный момент газовый разряд происходит между анодом и катодом  $K_1$ . Затем при подаче на все вспомогательные



катоды  $G_1$  отрицательного импульса разряд перейдет на ближайший к  $K_1$  катод  $G_1$ , как на наиболее отрицательный электрод в данной области. Переход разряда с электрода  $K_1$  на электрод  $G_1$  совершится легко, так как ионы, образующиеся при разряде  $A-K_1$ , обеспечивают достаточно высокую степень ионизации и в области ближайшего к разряду электрода  $G_1$ .

По окончании отрицательного импульса на  $G_1$  следующий отрицательный импульс подается на все катоды  $G_2$ , и разряд переходит на ближайший к  $G_1$  катод  $G_2$  (этот вспомогательный катод является теперь ближайшим к области разряда и наиболее отрицательным электродом).

Далее после окончания импульса на  $G_2$  разряд переходит на  $K_2$ , как на ближайший электрод, имеющий при отсутствии пусковых отрицательных импульсов более отрицательное напряжение, чем электроды  $G_1$  и  $G_2$ .

Таким образом, последовательные переходы разряда на ближайший электрод являются предпочтительными вследствие наличия высокой концентрации ионов в области электрода, ближайшего к разряду. Поэтому-то, хотя отрицательные запускающие импульсы и подаются сразу на все 10 катодов  $G_1$  или  $G_2$ , разряд переходит последовательно по всей цепочке электродов с одного катода на ближайший.

Обратный ход разряда невозможен из-за экранирующего действия катода, оказывающегося между соответствующими электродами.

При каждом входном импульсе, разряд проходит по часовой стрелке три электрода. Необходимо, чтобы при поступлении каждого входного импульса возникали два управляющих импульса, подаваемые на вспомогательные катоды. Для этого используются соответствующие электронные устройства, которые могут быть сделаны на основе описанных ранее схем.

Рассмотренные лампы обычно снабжают экраном, на шкале которого разряд освещает соответствующую цифру, давая тем самым возможность производить непосредственный съем данных.

Сигнал, возникающий на катоде  $K_0$ , можно подавать на следующую лампу и осуществлять таким образом запуск следующих декастронов. При этом обеспечивается счет до сотен, тысяч и выше.

Вследствие того что на деионизацию газа требуется определенное время, предельная скорость счета обычно не превышает 4000 имп/сек.

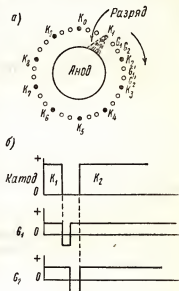


Рис. 9-56. Декатрон (а). Напряжения на основном и вспомогательных катодах декатрона (б).

В декатроне другого типа используется узкий электронный луч, который, проходя между двумя отклоняющими пластинами, сдвигается последовательно из фиксированного начального положения в смежные фиксированные положения. Общее число фиксированных положений луча в декатроне должно равняться 10. В каждом из них луч проходит через соответствующую щель в аноде и вызывает флуоресценцию экрана трубки. Последняя дает подсветку соответствующей цифры, прорезанной во внешнем непрозрачном экране, накладываемом на экран трубки. «Ступенчатый» ход луча, при котором луч быстро проскакивает между щелями анода и останавливается на заданное время против каждой щели, получается благодаря взаимодействию токов, возникающих при поступлении последовательных пусковых импульсов в анодной и сеточной цепи декатрона. Скорость счета в подобном декатроне может достигать 30 000 имп/сек и более.

### 9-27. Двоичная система счисления

В десятичной системе счисления различаются 10 состояний, соответствующих числам 0; 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9. Любое иное число может быть выражено в виде суммы этих чисел, умноженных на 10 в соответствующей степени. Например, десятичное число 1074 образуется следующим образом:

$$1074 = 1 \cdot 10^3 + 0 \cdot 10^2 + 7 \cdot 10 + 4 \cdot 10^0.$$

Однако мы пишем только коэффициенты при соответствующих степенях 10, что и дает общепринятую форму записи чисел.

В общем случае десятичное число образуется следующим образом:

$$S = K_n \cdot 10^n + K_{n-1} \cdot 10^{n-1} + \dots + K_1 \cdot 10^1 + K_0 \cdot 10^0. \quad (9-59)$$

Обычный переключатель имеет всего два различных состояния, разомкнутое и замкнутое, обозначаемые сокращениями «зап.» и «отп.». Это в равной степени относится и к электрическим реле и триггерным схемам. Частое употребление схем с двумя различными состояниями привело к широкому применению двоичной системы счета (табл. 9-5) в коммутирующих телефонных устройствах. В настоящее время эта система счета широко используется в электронных цифровых счетных машинах, что обусловлено свойствами триггерных блоков, являющихся основными элементами подобных машин.

Двоичная система требует только того, чтобы были четко различимы «проводящие» и «непроводящие» состояния лампы, т.е. состояния «зап.» и «отп.». Чтобы с помощью вакуумной лампы индизировать число состояний большее двух, необходимо различать дискретные величины токов. Для этих целей вакуумные лампы не обладают достаточной стабильностью.

За два основных состояния в двоичной системе берутся состояния «зап.» и «отп.» (или «нет» и «да»), что обозначается обычно числами 0 и 1.

## Перевод десятичной системы в двоичную

С и с т е м а					
десятичная	двоичная	десятичная	двоичная	десятичная	двоичная
0	0	11	1011	22	10 110
1	1	12	1100	23	10 111
2	10	13	1001	24	11 000
3	11				
4	100	14	1110	25	11 001
5	101	15	1111	26	11 010
6	110	16	10 000	27	11 011
7	111	17	10 001	28	11 100
8	1000	18	10 010	29	11 101
9	1001	19	10 011	30	11 110
10	1010	20	10 100	31	11 111
		21	10 101	32	100 000

При записи чисел в двоичной системе используются различные степени двух, что определяется наличием двух базовых устойчивых состояний, по аналогии с использованием степени 10 в случае 10 различных базовых состояний десятичной системы.

Запись числа, имеющего в десятичной системе вид 1074, в двоичной системе будет иметь иной вид:

$$s = 1 \cdot 2^{10} + 0 \cdot 2^9 + 0 \cdot 2^8 + 0 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0, \quad (9-60)$$

что при общепринятой позиционной системе записи чисел дает

$$S = 10\,000\,101\,010_{(2)} = 1074_{(10)}.$$

Проверив эту запись, получим:

$$s = 1032 + 0 + 0 + 0 + 0 + 32 + 0 + 8 + 0 + 2 + 0 = 1000 + 0 + 70 + 4 = 1074.$$

В позиционной системе, как известно «позиция» цифры, т.е. порядковое место в записи числа, определяет степень «базового» числа системы при коэффициенте, на который должна быть умножена данная цифра. В двоичной системе это будут степени «2», а в десятичной — степени «10». В двоичной системе при записи степеней обычно используется десятичная система. Так, например  $2^{10}$  означает два в десятой степени; при записи степени в двоичной системе было бы два во второй степени.

Для облегчения пересчета чисел, записанных в двоичной системе, в обычную десятичную может быть использована табл. 9-6.

**Пример 1.** Пересчитать в десятичную систему число, записанное в двоичной системе в виде

$$s = 10\,010\,010\,010_{(2)}.$$

Таблица позиционных коэффициентов двоичной и десятичной системы

Позиция, цифры и записи числа (считая справа налево)	Позиционный коэффициент	
	Двоичная система	Десятичная система
1	$2^0 = 1$	$10^0 = 1$
2	$2^1 = 2$	$10^1 = 10$
3	$2^2 = 4$	$10^2 = 100$
4	$2^3 = 8$	$10^3 = 2000$
5	$2^4 = 16$	$10^4 = 10\,000$
6	$2^5 = 32$	$10^5 = 100\,000$
7	$2^6 = 64$	$10^6 = 1\,000\,000$
8	$2^7 = 128$	$10^7 = 10\,000\,000$
9	$2^8 = 256$	$10^8 = 100\,000\,000$
10	$2^9 = 512$	$10^9 = 1\,000\,000\,000$
11	$2^{10} = 1024$	$10^{10} = 10\,000\,000\,000$
12	$2^{11} = 2048$	$10^{11} = 100\,000\,000\,000$
13	$2^{12} = 4096$	$10^{12} = 1\,000\,000\,000\,000$
14	$2^{13} = 8192$	$10^{13} = 10\,000\,000\,000\,000$
15	$2^{14} = 16\,384$	$10^{14} = 100\,000\,000\,000\,000$

Надписывая порядковый номер позиций над цифрами заданного числа, отличными от нуля, следует помнить, что число первое справа соответствует базовому числу в нулевой степени

$$\begin{array}{ccccccccc} 13 & 10 & 7 & 4 & 1 & & & & \\ \hline & & & & & & & & \\ \hline 100 & 100 & 100 & 100 & 10 & & & & \end{array}.$$

Далее, выписав из таблицы соответствующие позиционные коэффициенты, складываем их, в результате чего, получаем:

$$s = 2^{13} + 2^{10} + 2^7 + 2^4 + 2^1 = 8192 + 1024 + 128 + 16 + 2 = 9362.$$

Арифметические операции производятся при двоичном представлении чисел следующим образом.

Сложение вытекает из простого правила:

$$0 + 0 = 0; 1 + 0 = 1; 1 + 1 = 10.$$

Последнее следует из того, что число 10 в двоичной системе равно числу 2 десятичной системы.

Вычитание выполняется по правилам:

$$0 - 0 = 0; 1 - 0 = 1; 1 - 1 = 0.$$

Из общих правил для случая умножения также можно записать

$$0 \cdot 0 = 0; 1 \cdot 0 = 0; 1 \cdot 1 = 1.$$

Деление дается обратной операцией.

*Пример 2.* Сложить два двоичных числа 11 010 и 10 010

$$\begin{array}{r} 11\ 010 = 26 \\ 10\ 010 = 18 \\ \hline 101\ 100 = 44 \end{array}$$

*Пример 3.* Умножить 13 на 6, используя двоичную систему счисления. В двоичной системе  $13 = 1101$ ;  $6 = 110$ .

$$\begin{array}{r} \times 1101 = \times 13 \\ \times 110 = \times 6 \\ \hline 0000 \\ 1101 \\ 1101 \\ \hline 1001\ 110 = 78 \end{array}$$

*Проверка.*

$$\begin{aligned} 1\ 001\ 110 &= 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = \\ &= 64 + 0 + 0 + 8 + 4 + 2 = 78. \end{aligned}$$

Возможность производить расчеты в двоичной системе счисления и высокая скорость и стабильность работы подобных счетных устройств привели к разработке цифровых электронных счетных машин.

Простота двоичной системы, определяемая необходимостью различать всего лишь два состояния, покупается ценой увеличения числа цифр, выражающих заданное число. Так, например, десятичное число 31 требует пяти двоичных разрядов, десятизначное же число десятичной системы требует 40 двоичных разрядов и т.д.

Чтобы перекрыть одну декаду, требуется четыре двоичных разряда, так как  $10 = 1010$ . С четырьмя двоичными разрядами можно записать числа до 15 и получить таким образом шестнадцатичную систему, т.е. систему с шестнадцатью знаками, используемую иногда в решающих устройствах.

Для устранения неопределенности в обозначении цифр, превышающих 9, их можно обозначить в 16-ричной системе буквами. Можно использовать восьмиричную систему, имеющую всего восемь значащих цифр.

В теории информации каждый элемент, дающий какое-либо сообщение - информацию, называется «квантом» или «элементом информации». Таким образом, при записи числа в двоичной системе каждая цифра его является «квантом информации» и число 10011, например, будет составлено из пяти квант.

## 9-28. Цифровые счетно-решающие машины

Обычный настольный арифмометр является примером устройства, работающего как цифровая счетная машина, в которой входные и выходные данные — некоторые числа, составленные из цифр, тогда как в

аналоговых моделирующих устройствах входной и выходной сигналы представляют собой «электрические модели».

Настольная счетная машина выполняет различные арифметические операции на основе операций сложения и вычитания, причем специальные устройства управляют работой машины таким образом, что благодаря определенной последовательности сложений или вычитаний выполняется ряд более сложных арифметических действий — умножение, деление и т.д.

Если машина работает правильно, точность цифрового счетного устройства зависит только от числа значащих цифр, получающихся при расчетах, что определяется вопросом приемлемой сложности и дороговизны машины. Ошибки, связанные с погрешностями при съеме результата или обусловленные небольшими изменениями режима работы машины, здесь устраняются благодаря представлению результата в цифровой форме.

В современной науке имеется много задач, которые невозможно решить в течение практически приемлемого времени с помощью механических счетных машин.

За период с 1944 по 1947 г. было построено несколько счетных машин, в которых пытались добиться повышения скорости работы посредством применения электрических реле в качестве рабочих элементов с двоичной системой счисления, определяемой их двумя рабочими положениями — «замкнуто» — «разомкнуто». Результирующие числа выдавались в двоичной системе в виде последовательности электрических импульсов, соответствующих порядку нулей и единиц в числе, выражающем результат.

Первая машина с реле, счетное устройство Harvard Mark 1, построенная в 1944 г., была способна складывать два 23-значных (десятичный эквивалент) числа за 0,3 сек., что значительно превышает скорость настольной машины, с помощью которой два десятизначных числа можно сложить за одну минуту, включая время записи результата.

Дальнейшее повышение быстродействия было получено заменой электрических реле на вакуумные лампы.

Было найдено, что триггерные схемы очень удобны для цифровых действий в двоичной системе счисления. Используя триггеры и некоторые другие схемы, описываемые ниже, можно построить электронную счетную машину, способную выполнять математические операции с очень высокими скоростями.

Применение электронных ламп позволило значительно увеличить скорость работы счетной машины, так что сложение двух десятизначных (в десятизначной системе) чисел производилось примерно за 200 мксек.

Первая большая электронная счетная машина ENIAC (Electronic Numerical Integrator and Computer) была разработана и изготовлена в 1947 г. в Пенсильванском университете.

После этого было построено множество счетных машин, обладающих еще большим быстродействием или большей гибкостью в работе. В ENIAC было около 18000 ламп, в более поздних типах машин количество ламп сократилось до 2000—4000.

Различные типы цифровых счетных машин работают по принципам, которые аналогичны обычным числовым действиям и состоят из процессов сложения или вычитания. В них используется хорошо известный метод последовательных приближений или итерация для получения интерполяции функциональных величин, интегрирования и решения систем дифференциальных и алгебраических уравнений. Длительность импульсов, используемых в качестве знаков двоичной системы счисления, варьирует в нескольких микросекундах до долей микросекунд.

Полная аналогия работы машины с обычной последовательностью действий при выполнении арифметических операций может быть проиллюстрирована следующим примером. При обычном сложении на бумаге двух чисел, например 618 и 723, этот процесс протекает в последовательности, указанной в левой части табл. 9-7; в правой части таблицы указаны операции, выполняемые машиной, и их последовательность.

Таблица 9-7

Обычный расчет	Число	Функция решающего устройства
Запись числа .....	618	Ввод данных и запоминание
Запись числа .....	723	Ввод данных и запоминание
Сложение .....	331	Сложение
Перенос .....	1..1..	Перенос
Запись результата ...	1341	Вывод данных или запоминание

Производя запись чисел, мы фактически выполняем первую функцию решающего устройства, т.е. осуществляем ввод данных в процесс. При записи числам отводятся определенные места на бумаге, откуда они могут быть взяты в дальнейшем, т.е. можно считать, что бумага как бы «запоминает» записанные числа и «хранит их в своей памяти» до момента, когда это число потребуется для выполнения дальнейших действий.

Затем следует операция сложения, включающая перенос. И, наконец, выписывая получающуюся в результате сложения сумму, мы выполняем последнюю функцию машины и производим фиксацию — «запоминание» — ответа.

При этом наш мозг управлял решением задачи, так как мозг давал распоряжения руке, что писать и в каком порядке, тогда как работой машины управляет заданная ей «программа», составленная, конечно, тоже при помощи человеческого мозга.

Таким образом, счетно-решающее устройство должно выполнять следующие функции: ввод данных; запоминание; управление; арифметическую операцию; вывод данных.

Блоки машины, выполняющие отдельные операции, должны быть взаимосвязаны, образуя определенную систему (рис. 9-57).

Для решения рассмотренной задачи необходимо ввести в машину оба слагаемых числа и обеспечить определенный порядок при их «запоминании» машиной. Затем данные извлекаются из блока памяти и подаются на блок управления, который приводит в действие арифметическое устройство, выполняющее заданные действия над извлеченными из памяти числами. Далее результаты вновь возвращаются в блок памяти или подаются на выходное устройство.



Рис. 9-57. Блок-схема цифрового счетно-решающего устройства.

Цифровые электронные счетные машины обычно проектируются так, чтобы была обеспечена возможность работать с десятизначными или большими числами десятичной системы, что требует обращения с 40 и более двоичными разрядами. Для осуществления этой величины требуется, в среднем, увеличить вдвое. Как было упомянуто выше, в двоичной системе простота индикации состояний получается за счет увеличения количества разрядов чисел, что увеличивает сложность и стоимость устройства.

Практически может оказаться, что в то время, как 10 состояний десятичной системы слишком много для надежной точной их индикации в электронном устройстве двух состояний двоичной системы, требующих сложных и дорогих машин, будет слишком мало. Продолжая это рассуждение заметим, что, если  $r$  представляет число различных состояний, индицируемых машиной ( $r=2$  для двоичной системы), и  $n$  — число разрядов, с которыми может оперировать машина, то наибольшее число, воспроизводимое данной машиной, будет  $r^n$ .

Если принять, что для каждой цифры или каждого состояния требуется по одному триоду или его эквиваленту, то сложность, а вместе с ней и стоимость прибора может оцениваться по параметру  $r \cdot n$ .

Наибольшее десятичное число  $K$ , с которым необходимо будет иметь дело, обычно точно устанавливается при проектировании машины и, следовательно,  $K=n^r$  является заданной величиной.

Учитывая, что стоимость машины определяется произведением

$$r \cdot n \text{ и } r^n = K \text{ или } n \ln r = \ln K,$$

получим, что стоимость машины будет связана с наибольшим числом, которое она сможет воспроизвести, уравнением:

$$\text{Стоимость} = rK / \ln n.$$

Беря производную по  $r$ , можно показать, что стоимость будет минимальной при

$$r = e = 2,718.$$

Следовательно,  $r$  равное 2 или 3 находится вблизи минимума. Как правило, выбирается величина 2, что связано со свойствами триггер-



ной схемы и облегчением требований к однородности и стабильности соответствующих электронных ламп.

Счетные машины бывают разнообразных типов.

Синхронное счетно-решающее устройство включает в себя «часы», или задающий импульсный генератор и действия производятся с частотой следования его импульсов и с определенными «количествами» этих временных импульсов, по «накоплению» которых выполняются различные операции. Асинхронное счетно-решающее устройство не имеет заданного ритма, но при завершении каждой операции вырабатывается разрешающий сигнал, позволяющий машине приступить к следующей операции.

В счетно-решающем устройстве последовательного действия каждый двоичный разряд обрабатывается последовательно. Время, требуемое для сложения двух пятнадцатизначных чисел, в пятнадцать раз больше времени, необходимого на обработку одного разряда.

В счетно-решающем устройстве параллельного действия все разряды обрабатываются одновременно, после чего требуется некоторое время на прохождение каждого из результатов через систему синтеза числа. При параллельной работе требуются более сложные схемы, но обычно экономится рабочее время.

Можно осуществить переход от последовательного воспроизведения к параллельному. Если машина допускает работу с пятнадцатизначными числами, первая цифра должна быть задержана на четырнадцать интервалов, вторая — на тринадцать и т.д. Последняя цифра может быть подана на последующий блок параллельно со всеми остальными, подаваемыми каждая в свой собственный канал.

В большинстве счетно-решающих устройств сложение осуществляется почти так же, как было показано в разделе 9-27.

Вследствие необходимости иметь дело с числами, переносимыми из разряда в разряд, сложность схемы возрастает (раздел 9-34).

Для запоминания двух слагаемых и суммы в машине должно быть три «блока накопления»: два для приема каждого из складываемых чисел и третий для приема результата сложения перед его передачей в блок памяти или на выход машины.

Умножение выполняется на основе процесса сложения и производится путем повторяющегося сдвига, множимого палево (или направо для чисел меньших единицы), и сложением всех чисел, получающихся на тех позициях, которым соответствует 1 на данной позиции в двоичном выражении множителя.

Таким образом, умножение  $1011 \cdot 1010$  ( $11 \cdot 10$  в десятичной системе) например, выполняется так, как указано в табл. 9-8.

На первой и третьей позиции множителя (считая справа налево) стоит ноль, поэтому как при первом частичном умножении, так и при последовательных сдвигах множимого суммирование на данных позициях не производится. Для получения результата умножения нужно сложить только два числа, получаемых при втором и четвертом частичном умножении, так как только на втором и четвертом месте во множителе имеются единицы.

Таблица 9-8

Задаю							Част- ный множи- тель	Выполняемая операция	Фиксация частного результата
	1	0	1	1	0	0			
		0	0	0	0	0		Сдвига нет	Не фиксируется
	1	0	1	1		1		Повторение множителя со сдвигом слева на 1 по- зицию	Фиксируется
	0	0	0	0		0		Сдвиг влево на 2 по- зиции	Не фиксируется
1	0	1	1			1		Повторение множителя со сдвигом влево на 3 по- зиции	Фиксируется
1	1	0	1	1	1	1	0	Сложение частных результатов, перенос и фиксация или выдача конечного результата	

Деление осуществляется сдвигом соответствующих чисел вправо и вычитанием.

Другие операции, подобные извлечению квадратного корня или интегрированию, выполняются численными методами, базирующимися в основном на процессах сложения.

### 9-29. Входные и выходные устройства цифровых счетно-решающих машин

Входные и выходные устройства цифровых счетно-решающих машин должны работать очень быстро, для того чтобы воспринимать входные величины и команды без заметной задержки работы машины. Информация вводится обычно с помощью перфокарт, перфолент и магнитных лент.

Достоинством всех этих методов является возможность предварительной подготовки и проверки. Таким образом, пока составляется программа решения задачи, время машины не расходуется. Исходные данные обычно переводятся в двоичную, восьмиричную или шестнадцатиричную систему или в какой-либо специальный код с помощью устройства, напоминающего телеграфный аппарат. Образец получающейся перфоленты показан на рис. 9-58, а. Магнитная лента подготавливается с помощью приборов типа магнитофона, отличающихся большим быстродействием.

Считывание перфораций может осуществляться механическим и фотоэлектрическим методом. В случае использования программной перфорированной ленты (рис. 9-58, а) каждая цифра, представляющая число в десятичной системе, будет представляться группой из четырех импульсов, рис. 9-58, б. Группы могут подаваться последовательно

или параллельно на триггеры, составляющие регистрирующую цепь. Хотя на данной перфоленте исходные величины выражены в десятичной системе, значащие цифры их закодированы в двоичной системе. При этом отверстию соответствует 1, а отсутствие отверстия — 0 и их расположению в вертикальном столбце — позиция данной цифры в числе, записанном в двоичной системе. Это нетрудно проверить. Так, например, число 6 на ленте закодировано двумя отверстиями, расположенными во втором и третьем ряду вертикального столбца, что соответствует числу 110 в двоичной системе, или  $4 + 2 = 6$  в десятичной. Для обеспечения возможности производить над записанными таким образом числами дальнейшие операции, они должны быть полностью переведены машиной в двоичную систему.

Один из методов перевода закодированных подобным образом чисел в двоичную систему заключается в прочитывании первой слева цифры, образующей заданное число, после чего прочитанная величина умножается на 1010, т.е. на десять в двоичной системе. Получающееся произведение складывается со следующим числом, представляющим двоичный код следующей по порядку цифры заданного числа. Если дальше следует еще одна или несколько десятичных цифр, этот процесс повторяется.

Для последней значащей цифры умножения на 1010 не требуется, так как она оказывается на месте единиц в заданном числе.

Предположим, что число 132 закодировано на подобной перфоленте, где его значащие цифры будут иметь вид: 0001; 0011; 0010. Эти цифры прочитываются в регистраторе и обрабатываются следующим образом:

Берется 0001 (число сотен, равное 1)	0001
Умножается на 1010 (10 — в двоичной системе)	$\begin{array}{r} 0001 \\ \cdot 1010 \\ \hline 1010 \end{array}$
Складывается с 0011 (число десятков, равное 3)	$\begin{array}{r} 1010 \\ + 0011 \\ \hline 1101 \end{array}$
Умножается на 1010 (10)	$\begin{array}{r} 1101 \\ \cdot 1010 \\ \hline 11010 \end{array}$
Складывается с 0010 (число единиц, равное 2)	$\begin{array}{r} 11010 \\ + 0010 \\ \hline 10000100 \end{array}$

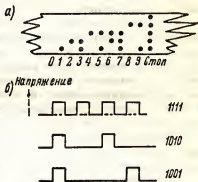


Рис. 9-58. Кодирование десятичных чисел 01, 2, 3... 9 на перфоленте (а). Представление двоичных чисел сериями импульсов, вводимых в счетно-решающее устройство (б).

Результат представляет собой двоичный эквивалент числа 132. Как было показано в разделе 9-28, умножение на десять (1010) осуществляется довольно легко.

Для перевода десятичной дроби следует, начиная с последней значащей цифры, не множить, а делить последовательные числа и суммы на 1010.

Многие счетные устройства в состоянии выполнять эти операции со скоростями, составляющими несколько сотен десятичных цифр в секунду.

Для перфорирования ленты на выходе, т.е. для перевода чисел из двоичной системы в десятичную, может быть использован обратный процесс. Можно производить несколько раз деление на 1010 (десятичные 10), и остаток после каждого деления будет представлять двоичный код соответствующей десятичной цифры. Код из четырех элементов затем «запоминается» на ленте и в дальнейшем с его помощью приводится в действие электрическое цифро-печатающее устройство, сконструированное для данного кода.

Выходное устройство может состоять из перфораторов для получения перфоленты, которая может быть сохранена и позднее пропущена через соответствующее воспроизводящее устройство.

Данные могут выводиться прямо из блока памяти на электрическую пишущую машинку. Машинка должна быть снабжена дополнительным устройством для расшифровки кода. Так как входное печатающее устройство является наиболее медленно действующим элементом машины (печатает всего около 10 знаков в минуту), продолжается активная разработка более быстрых методов печатания цифр. Сюда включаются печатные устройства, способные давать до 200 знаков в секунду, и различные методы, использующие катодно-лучевые трубки для записи данных, которые затем фотографируются с экрана, а также электростатические методы регистрации, работающие со скоростями до нескольких тысяч знаков в секунду.

### 9-30. Блок памяти

Блок памяти является сердцем цифрового счетно-решающего устройства. Он должен иметь достаточную емкость (в единицах разрядов) для удержания в себе численных данных, а также программ некоторых типовых сложных операций, что исключает необходимость в частых обращениях к заданной внешней программе.

Удерживаемая в «памяти» информация должна извлекаться за достаточно короткое время.

Для изучения различных систем «памяти» введем некоторые термины.

Будем называть циклическими такие устройства, в которых запечатанная информация непрерывно движется или периодически повторяется во времени или в пространстве, так как данный элемент информации может быть прочитан лишь раз за цикл.

Нециклическими назовем такие устройства, в которых разряды хранятся статически и все в равной мере в любой момент доступны для

считывания. При этом для выбора требуемой части хранимой информации используются коммутирующие устройства, рассматриваемые в разделе 9-32. Для циклических систем подобная коммутация обеспечивается фиксацией соответствующих моментов времени.

Некоторые устройства допускают стирание данных, некоторые нет. Так перфокарты и перфоленты не допускают стирания и должны при необходимости, например, для устранения ошибок, делаться заново. Магнитная лента допускает мгновенное стирание и годится для повторного использования.

Системы памяти могут сравниваться с точки зрения устойчивости хранимой информации. Неустойчивой памятью считается память, информация в которой по истечении некоторого времени самопроизвольно исчезает или «испаряется» за счет утечки электроэнергии или каких-либо иных явлений. В устойчивой памяти информация хранится постоянно неограниченно долгое время, даже в случае поломки машины.

Временем выдачи информации, или съема информации, назовем временной промежуток от момента подачи команды на вывод из памяти некоторой информации до момента, когда устройство памяти заканчивает выдачу информации. Оно сможет включать или только время, требуемое для реакции схем, измеряемое в микросекундах, или же время, необходимое для просмотра данных магнитной ленты и т.д.

В блоки памяти различных систем входят некоторые специфические элементы и устройства, основные из которых кратко рассматриваются ниже.

*Электрические реле.* Реле применяют для запоминания цифр путем фиксации из состояний «замкнутого» или «разомкнутого». Реле работают медленно, не обеспечивают уверенного контакта. Каждое реле может запомнить всего лишь одну цифру.

Информация при этом является неустойчивой, если не используются механические фиксаторы; время выдачи информации будет велико, так как реле срабатывает за 10—30 мсек.

*Звуковые линии задержки.* Звуковые линии задержки работают следующим образом: информацию, имеющую вид импульсных звуковых сигналов, посылают по столбику ртути плавленного кварца или иного вещества. Посланные сигналы, отражаясь от конца столбика, возвращаются на вход устройства, причем этот процесс может быть повторен многократно. Таким образом, время хранения информации в данном устройстве определяется временем однократного или многократного прохождения сигналом заданного пути. Вследствие затухания сигналов в столбике на один или оба его конца включаются ламповые усилители.

В определенный момент времени сигнал может быть воспринят соответствующей схемой и послан в счетно-решающее устройство. Для генерации и приема звуковых колебаний используется кварц или какие-либо другие кристаллы, обладающие пьезоэлектрическими свойствами.

Скорость звука в ртути равна приблизительно  $1,45 \cdot 10^5$  см/сек. Время запоминания сигнала при однократном прохождении пути длиной в 40 см будет

$$\tau = \frac{40}{1,45 \cdot 10^5} = 276 \text{ мксек.}$$

Если сигналы посылаются в линию с частотой в 4 импульса за 1 мксек, число знаков, которые можно запомнить за время однократного прохождения столбика ртути указанной длины, будет равно:

$$4 \cdot 276 = 1104.$$

Это число может быть увеличено за счет использования параллельных каналов в каждой линии. Однако количество усилительных ламп, требуемых для регенерации и рециркуляции сигналов, может быть очень велико.

Более частые посылки входных импульсов или меньшие геометрические длины ртутных столбиков использовать нельзя из-за явления температурного изменения скорости звука в ртути, причем коэффициент изменения скорости звука в ртути равен  $1/3000$  на  $1^\circ\text{C}$ .

Если в линии можно запомнить 3000 знаков, то температура ртути должна поддерживаться постоянной в пределах, много меньших одного градуса. В противном случае было бы невозможно сказать, какой именно сигнал, т.е. какая цифра, прочитывается в данный момент времени. Плавленный кварц имеет вдвое меньший коэффициент зависимости скорости звука от температуры, чем ртуть, и используется довольно часто.

**Магнитная лента.** Запоминание информации при помощи магнитной ленты основано на вариации остаточного намагничивания в тонком слое магнитного материала, которым покрыта длинная целлофановая лента, называемая при наличии магнитного покрытия магнитной лентой.

При записи информации лента проходит параллельно воздушному зазору магнитной цепи электромагнита (рис. 9-59) со скоростью  $1-2$  м/сек. В катушку электромагнита подаются импульсы тока, соответствующие подлежащей записи информации, вследствие чего интенсивность потока магнитной индукции в сердечнике и воздушном зазоре, около которого идет лента, будет изменяться во времени.

Эти изменения и фиксируются на ленте в виде участков, имеющих различную степень намагничивания. При наличии достаточно длинной магнитной ленты объем записанной на ней информации может быть очень велик.

Для считывания информации магнитную ленту пропускают через чувствительное индикаторное устройство, реагирующее на изменения намагниченности на различных участках ленты. Время съема информации в данной системе равно времени прохождения ленты через считывающее устройство, а память получается устойчивой, так как информация при считывании не исчезает и сохраняется очень долго.

**Магнитный барабан.** Запись информации на вращающемся барабане, покрытом магнитным материалом, может производиться при большом

числе « дорожек » записей, идущих параллельно друг другу. Используя для каждой дорожки универсальные считывающе-записывающие головки (рис. 9-59), можно записывать и запоминать параллельно несколько серий информации. Для получения какой-либо одной заданной цифры или требуемого куска записи иногда приходится « ждать » в течение времени, равного периоду полного оборота барабана. Уменьшение времени съема информации достигается высокими скоростями вращения барабана. Память при этом является устойчивой.

*Электростатические трубки памяти.* Эти устройства обычно называют по имени их изобретателя трубками памяти Вильямса \*.

Электрический заряд может запоминаться на экране из диэлектрика, находящегося в трубке памяти на месте флуоресцирующего экрана обычной электронно-лучевой трубки. Если электронный луч устанавливается « в темную » в какой-либо точке, а затем на мгновение отпирается, то в соответствующем месте диэлектрического экрана возникает электрический заряд. Установлено, что если в момент отпираания луч движется, образуя на экране штрих, распределение заряда на экране будет четко отличаться от случая, в котором луч был неподвижен.

Нередко используется система записи информации на экране трубки памяти, при которой луч « открывается » (или соответственно « закрывается ») только в течение интервалов, когда на трубку подаются подлежащие записи сигналы.

При записи информации на экране выделяется определенный растр точек, например сетка из 32 на 32 точки, вмещающая 1024 ячейки памяти. Если в любой из точек луч отпирается, но при этом не движется, то записывается ноль. Если же луч при отпираании перемещается и образует тонкий штрих, записывается 1.

В трубках памяти иной системы при наличии сигнала в данной точке создается определенный электрический заряд, который и записывается. Положения отдельных точек называются адресами в двоичном коде.

Для считывания записи луч вновь возвращается в адрес и немного перемещается около него. Записанный ранее заряд стекает, и на металлическом электроде, покрывающем противоположную сторону экрана, получают различные сигналы в зависимости от того, была ли здесь записана 1 или 0.

Заряды, записанные на экране, постепенно стекают и при отсутствии считывающего луча. Поэтому в схему вводятся дополнительные устройства, заставляющие луч периодически просматривать все точки со скоростью несколько тысяч точек в секунду и вновь записывать в них прочитанные знаки.



Рис. 9-59. Головка для записи сигналов на магнитной ленте.

\* В СССР подобная трубка, названная потенциалоскопом, была разработана И. Ф. Песьянским. *Прим. ред.*



Этот процесс, называемый регенерацией информации, происходит в интервалах между записью и съемом информации и может быть в любой момент времени прерван, если нужно что-либо записать или прочесть. Каждая из точек может быть прочитана или записана так же быстро, как и любая другая, что и является главным достоинством данного вида памяти, обеспечивающего большую скорость записи и вывода информации. Недостатком подобной системы памяти является то, что при неполадках в питающих устройствах в схеме или в самой трубке вся накопленная информация теряется.

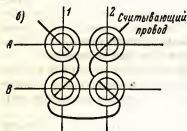
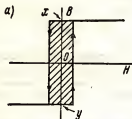


Рис. 9-60. Матрица на ферритовых тороидах: а — петля гистерезиса в сердечнике ферритового тороида; б — секция матрицы.

В потенциалоскопах новейших типов (типа QK685 и QK703), благодаря использованию специальных материалов покрытия экрана, запись сохраняется без регенерации неограниченно долго и допускает до 10 000 считываний. Высокая разрешающая способность трубки дает возможность записать на 1 см<sup>2</sup> экрана десятки тысяч (и более) элементов информации.

*Устройство памяти на ферритовых сердечниках.* Наличие магнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса (рис. 9-60, а) и с большой остаточной намагниченностью дает возможность осуществлять запоминание на магнитных ферритовых сердечниках. В подобных системах 0 соответствует одному состоянию сердечника, когда последний намагничен до насыщения в

одном направлении, а 1 — состоянию намагниченности сердечника до насыщения в другом направлении. Плотность магнитного потока в сердечнике в режиме насыщения соответствует точкам x и y (рис. 9-60, а).

Ряд маленьких тороидов (колечек) из подобного материала собирается в матрицы, для чего тороиды размещают в узлах квадратной сетки, образуемой системой пересекающихся горизонтальных и вертикальных изолированных провололок. Точки, в которых каждые две изолированные провололки пересекаются, совпадают с центрами соответствующих колец. На рис. 9-60 показан кусочек пробной матрицы.

Для насыщения сердечников необходимо, чтобы токи, протекающие и по вертикальной и по горизонтальной провололкам, проходящим через его центр, возбуждали в сердечнике магнитный поток одного и того же направления. При одновременном возбуждении подобных токов в одной из горизонтальных и одной из вертикальных провололок только один из сердечников получает требуемое для насыщения количество энергии. Именно таким образом и запоминается цифра 0 или 1



отдельными тороидами, причем характер запоминаемого сигнала определяется полярностью намагничивающих токов.

Состояние насыщения сохраняется материалом бесконечно, пока не будет получен токовый импульс обратной полярности.

Если по условиям на  $x$  записана 1, считывание можно осуществить посылкой двух считывающих сигналов по двум проволочкам, соединяющимся в требуемом направлении в кольцо. Если полярность сигналов такая, какая требуется для записи 1, а 1 уже записана, то никакого изменения потока не произойдет и сигнал в данном узле проволочки при считывании наведен не будет. Если же в тороиде, лежащем в точке  $x$ , существовали условия, соответствующие 0, полярность его магнитного потока изменится и в данном тороиде будет наведен сигнал.

Так как при считывании информация может исказиться, для восстановления в сердечнике первоначального состояния предусматриваются соответствующие устройства.

Подобная система памяти дает возможность «стирать» накопленные данные и является устойчивой. Время выдачи информации определяется временем срабатывания соответствующих схем.

*Новейшие виды блоков памяти.* За последние годы разработано много различных, принципиально новых блоков памяти, обеспечивающих высокую чувствительность системы, длительное хранение информации, высокое быстродействие в процессах записи и считывания и малые габариты элементов памяти.

Наибольший интерес из них представляют элементы памяти в виде тонких пленок полупроводникового или сверхпроводящего вещества, с которыми индуктивно связаны провода возбуждающей и воспроизводящей системы.

Значительный интерес представляют микромозаичные запоминающие устройства, в которых мельчайшие зерна чувствительного вещества, закрепленные в соответствующей подложке, образуют мозаику, воспринимающую записываемую информацию. В одном из новейших микромозаичных устройств в качестве чувствительного вещества используются зерна феррохрома диаметром  $2,5 \text{ мк}$ , закрепляемые на желатиновой подложке. Запись информации производится световым лучом, под влиянием которого зерна мозаики изменяют окраску. Плотность размещения элементов мозаики превышает  $150\,000$  на  $1 \text{ см}^2$ .

### **9-31. Схемы совпадения на вакуумных электронных лампах**

Ламповые схемы совпадения представляют собой устройства, предназначенные для вырабатывания выходного сигнала в ответ на совпадение двух или большего количества входных сигналов. Одним из них может быть управляющий сигнал и, если при этом появляется еще и второй сигнал, вырабатывается сигнал, передаваемый на выход схемы.

Если же управляющего сигнала, необходимого для открывания схемы, в этот момент нет, то второй сигнал не проходит.

Такие схемы могут быть использованы для коммутации при выборе путей следования сигналов внутри решающего устройства, диктуемых сигналами из блока управления.

Схема, подобная изображенной на рис. 9-61, а, с многоэлектродной лампой 6А7 или какой-либо другой аналогичной лампой, нормально имеет отрицательное смещение, и лампа заперта по обоим сеткам. Чтобы

через лампу протекал ток, недостаточно подать положительный сигнал на одну сетку. Лампа откроется лишь в случае, если одновременно повысить напряжение на обеих управляющих сетках; только тогда в выходной цепи лампы появится отрицательный сигнал. Обычно коэффициент усиления на различных сетках имеет различную величину. Поэтому амплитуды сигналов, подаваемых на разные сетки лампы, также должны быть различны.

В схеме, приведенной на рис. 9-61, б, вместо многоэлектродной лампы используются два триода, каждый из которых при отсутствии сигналов полностью открыт и работает в режиме насыщения.

Запирание одного триода не изменяет существенно ток, потребляемый от анодного источника, и напряжение на анодах обеих ламп.

Если же отдельный запирающий сигнал подается на сетки обеих триодов одновременно, напряжение на анодах обеих ламп возрастает до напряжения анодного источника и вырабатывается положительный выходной сигнал. На рис. 9-61, в, показана схема, в которой оба триода при отсутствии сигналов полностью открыты.

Запирание одной лампы отрицательным сигналом мало сказывается на потенциале катода, тогда как при одновременной подаче двух отрицательных импульсов на сетки обеих ламп обе лампы запираются и на катодном сопротивлении возникает отрицательный выходной сигнал. Эта схема представляет собой каскад с катодным выходом. Она имеет выходное малое сопротивление и дает выходной сигнал, имеющий такую же полярность, как и входной сигнал.

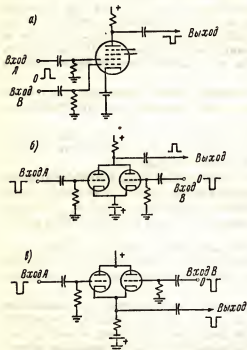


Рис. 9-61. Схемы совпадения: а — на многоэлектродной лампе; б — на триодах; в — с катодной связью.

Схема совпадения на полупроводниковых диодах показана на рис. 9-62. Сопротивление  $R_1$  берут много большим, чем  $R_2$ , вследствие чего при подаче входных сигналов любой полярности имеем схему ограничения почти точно по нулевому уровню, т.е. получаем нулевой выходной сигнал.

Однако при подаче на оба сопротивления  $R_2$  «разрешающего» сигнала (указанной на рисунке полярности) на диоды задается запира-

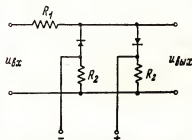


Рис. 9-62. Схема совпадения на полупроводниковых диодах.

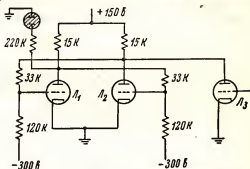


Рис. 9-63. Схема с дополнительной лампой, предназначенной для перевода триггера в начальное состояние.

ющее смещение и оба они закрываются, а входные импульсы больше не шунтируются на землю через какой-либо из диодов и появляются на выходе схемы. Два диода обеспечивают селективное пропускание в соответствии с желаемой полярностью выходных импульсов, так как левый диод пропускает отрицательные импульсы, а правый — положительные.

Несколько иное использование вентильной лампы показано на рис. 9-63, где триод возвращает триггер к желаемому начальному состоянию. Когда напряжение на сетке лампы  $L_3$  увеличивается от запирающего значения до нуля, напряжение на аноде лампы  $L_2$  уменьшается. Вследствие этого лампа  $L_1$  запирается, если она была ранее открыта, а  $L_2$  открывается и индикаторная лампочка гаснет.

Подобная цепь может быть включена в каждый триггер, что обеспечивает возможность «очистки» арифметического счетного устройства на триггерах после окончания какой-либо операции, т.е. возвращения системы в заданное исходное состояние.

### 9-32. Матрицы на диодах

Часто, при выполнении различных математических операций или при работе с матрицами на магнитных сердечниках, необходимо возбуждать лишь какую-либо одну из выходных линий в ответ на каждое наперед заданное число выходных импульсов. Это нетрудно сделать с помощью шаговых реле, подобных телефонным шаговым искателям, но такие реле работают слишком медленно.

Показанная на рис. 9-64 диодная матрица удовлетворяет подобным требованиям. Данная схема управляется триггерами и производит счет выходных импульсов, причем выходной сигнал вырабатывается только по накоплении заданного числа входных импульсов. В приведенном случае это число равно четырем, но оно может быть увеличено до любого иного значения добавлением триггерных блоков двоичной или декадной формы.

Матрица состоит из горизонтальных и вертикальных линий, связанных между собой диодами, имеющими малое сопротивление в прямом

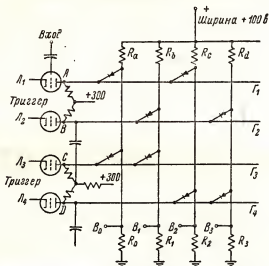


Рис. 9-64. Диодная матрица, управляемая цепочкой триггеров.

направлении (направление стрелки в их условном обозначении) и большое обратное сопротивление. Обычно используются полупроводниковые диоды, так как имеют малые габариты и в них отсутствует напряжение накала.

Условимся считать за 0 запертое состояние ламп, входящих в триггер, когда на сетку каждой лампы подано запирающее напряжение. При этом анодный ток равен нулю и падения напряжения на сопротивлениях, включенных между каждой лампой и источником питания, не происходит; напряжение на анодах ламп будет равно напряжению источника питания (в данном случае  $+ 300$  в).

Следовательно, в состоянии открыто напряжение на анодах ламп понизится и при соответствующем выборе элементов схемы станет меньше напряжения на шине  $+100$  в, питающей матрицу.

Если  $J_1$  находится в состоянии 0 (т.е. заперта), диоды, связанные с горизонтальной линией  $H_1$ , также будут заперты, так как напряжение на аноде триодов будет примерно на 200 в ниже, чем напряжение на

катоде. Когда же лампа  $L_1$  откроется (т.е. перейдет в состояние 1), напряжение на ее аноде будет меньше напряжения на вертикальной линии и связанные с  $H_1$  диоды перейдут в проводящее состояние.

Предположим, что в начальном состоянии 00 лампы  $L_1$  и  $L_3$  закрыты, а  $L_2$  и  $L_4$  открыты. Потенциал точек  $B$  и  $D$  при этом понизится и четыре диода, связанные с  $H_2$  и  $H_4$ , перейдут в проводящее состояние. Открытые диоды зашунтируют выходные сопротивления  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  и уменьшат напряжение в линиях  $V_1$ ,  $V_2$  и  $V_3$ .

В это же время точки  $A$  и  $C$ , находящиеся под напряжением  $+300$  в, и диоды, связанные с  $H_1$  и  $H_3$ , будут закрыты. Линия  $V_0$  оказывается единственной вертикальной линией, не связанной с каким-либо из открытых диодов. Анализ работы схемы в таком состоянии показывает, что заданное напряжение будет возникать на сопротивлении  $R_0$  и линии  $V_0$  только тогда, когда триггеры находятся в состоянии 00.

Теперь подадим на вход схемы импульсы, переводящие триггеры в состояние 01, при котором открыты лампы  $L_1$  и  $L_4$ . Диоды, соединенные с  $H_1$  и  $H_4$ , перейдут в проводящее состояние, а диоды, связанные с  $H_2$  и  $H_3$ , закроются. Единственной вертикальной шиной, не имеющей соединений через открытые диоды с  $H_1$  или  $H_4$ , будет теперь  $V_1$ . Таким образом, в состоянии 01 заданное напряжение выделится только на  $R_1$  и на линии  $V_1$ .

Второй импульс переведет оба триггера в состояние 10, при котором будут открыты лампы  $L_2$  и  $L_3$ , и связанные с  $H_2$  и  $H_3$  диоды перейдут в проводящее состояние и зашунтируют  $R_0$ ,  $R_1$  и  $R_3$ ; теперь единственной вертикальной линией, не связанной с подобными диодами, будет  $V_2$ , на которой и выделится заданное напряжение.

Можно показать, что после третьего импульса, когда схема переходит в состояние 11, выходной сигнал возникнет лишь на  $V_3$ . Четвертый импульс возвратит схему в начальное состояние и передаст выходной импульс на следующие триггеры.

Таким образом, в рассмотренной схеме можно получить заданное напряжение на любой из четырех линий, задавая на триггеры соответствующее двузначное число, т.е. определенную комбинацию из состояний.

Подобный результат может быть получен и для большего количества элементов схемы. Например, при наличии восьми триггеров с соответствующими диодными цепями напряжение общей шины переключается на любую из 256 линий подачей на сеточное устройство соответствующего числа импульсов.

### 9-33. Логические схемы «и», «или» и «нет»

Как показано в следующем разделе, для обработки соответствующим образом данных, поступающих из триггеров, в счетно-решающем устройстве необходимо иметь определенные логические схемы. Эти схемы служат для получения и правильного использования результатов полученных чисел или других результатов арифметических действий. Было найдено, что данные операции могут осуществляться, если схема способна выполнять простые команды «и», «или» и «нет».

Термин *A* и *B* означает, что сигнал появится на выходе схемы только в случае, когда сигнал *I* будет одновременно присутствовать и в точке *A* и точке *B*.

Схема «и» должна иметь два выхода *A* и *B* и выдавать выходной сигнал, когда сигнал *I* появляется одновременно на них обоих, т.е., это устройство является схемой совпадения (рис. 9-61). Следовательно,

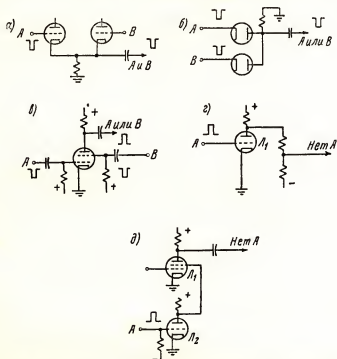


Рис. 9-65. Схемы: а — «и»; б — «или»; в — «нет».

схема совпадения, один из вариантов которой снова приведен на рис. 9-65, а, может быть названа логической схемой «и». Обозначение *A* или *B* говорит о том, что выходной сигнал вырабатывается при появлении сигнала *I* одновременно и в *A* и в *B* данная схема выходного сигнала не вырабатывает.

Схема «или» должна также иметь два входа *A* и *B* и выдавать выходной сигнал в случаях, когда входной сигнал появляется на одном из них. Один из вариантов схемы, в котором отрицательный импульс на любом из входов вызывает появление отрицательного импульса на выходе, приведен на рис. 9-65, б. В другом варианте схемы «или», приведенном на рис. 9-65, в, лампа с двумя сетками при отсутствии сигнала открыта благодаря положительному смещению на каждой из

них. При подаче отрицательного сигнала на любую из сеток лампы запирается и возникает положительный выходной импульс.

Схема «нет» вырабатывает выходной сигнал только при отсутствии входного сигнала; если же сигнал на входе имеется, выходной сигнал не вырабатывается.

В одном из вариантов схемы (рис. 9-65, з) положительный сигнал, подаваемый на сетку лампы, пройдя через нее, изменяет полярность и открывает лампу.

Вследствие этого напряжение на аноде лампы резко уменьшается и выходной сигнал исчезает, тогда как при отсутствии сигнала на входе, когда напряжение на аноде лампы велико, на выходе схемы имеется большое напряжение.

В другом варианте схемы «нет» (рис. 9-65, д) лампа  $L_2$  при отсутствии сигнала заперта, а на экранирующей сетке лампы  $L_1$  имеется большое положительное напряжение, благодаря чему она находится в проводящем состоянии. При появлении на сетке лампы  $L_2$  положительного сигнала последняя отпирается, напряжение на экранирующей сетке лампы  $L_1$  уменьшается, что запирает эту лампу.

Следовательно, присутствие сигнала на  $L_2$  запрещает получение сигнала с помощью  $L_1$ , т.е. получается схема «нет» по входу А.

Подобные схемы и триггеры представляют собой основные элементы, используемые при построении счетных машин.

### 9-34. Логика сложения

Детальный анализ счетно-решающих устройств является слишком специальным вопросом и выходит из рамки данной книги, все же представляется полезным рассмотреть, хотя бы в самом общем виде, принцип действия цифровых счетно-решающих машин при выполнении различных математических операций.

Рассмотрим, как выполняется операция сложения.

Триггер представляет собой основной элемент в регистрах счетно-решающих машин, удерживающих числа, извлеченные из памяти для осуществления требуемой в данный момент операции, например, сложения. Для осуществления сложения чисел, отмеченных в других регистрах, используются только что описанные схемы «и», «или», «нет».

Рассмотрим табл. 9-9, иллюстрирующую логические принципы операции сложения в двоичной системе, и блок-схему устройства, состоящего из блоков «или», «и» и «нет» и выполняющего указанные в данной таблице операции (рис. 9-66).

При выполнении операции сложения появляется, естественно, сигнал суммы  $S_1$ , который должен быть передан на выход схемы. Если сумма равняется 2, результат суммирования в двоичной системе переходит в следующий разряд, для чего в схеме должно быть предусмотрено устройство переноса цифры в высший разряд  $C_1$  и соответствующая цепь вывода этого сигнала. Результат суммирования должен быть изъят из канала «простой» суммы  $S_1$ , поскольку он перешел в канал  $C_1$  и будет там зарегистрирован.

Логические принципы операции сложения в двоичной системе

Первое слагаемое $A$	Второе слагаемое $B$	Сумма $S_1$	Цифра, переносимая в высший разряд, $C_1$
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

В случае, соответствующем первой строке таблицы, оба слагаемых  $A$  и  $B$  равны нулю. Следовательно, будет равна нулю и их сумма и переноса цифры в следующий разряд не требуется.

Поэтому при  $A = 0$  и  $B = 0$  и в канале суммы  $S_1$  и в канале переноса  $C_1$  сигналов быть не должно. Этому условию удовлетворяют блоки «или» и «и», стоящие на входе устройства (рис. 9-66).

В обоих случаях, когда или  $A$  или  $B$  равно 1, а второе — любое из них слагаемое равно 0 (вторая и третья строка таблицы), получается один и тот же результат: сумма  $S_1$  равна 1 и переноса не требуется. Здесь в канале «простой» суммы  $S_1$  должен появиться сигнал 1, а в канале переноса  $C_1$  сигнала быть не должно.

Первую часть данной операции выполняет блок «или», включенный в верхнюю ветвь схемы (рис. 9-66). Чтобы сигнал суммы не попал в канал переноса, включены верхний блок «и» и блок «нет».

И, наконец, когда и слагаемое  $A$  и слагаемое  $B$  равны 1, четвертая строка таблицы, срабатывает блок «и», включенный в нижнюю ветвь входной цепи схемы. Так как сумма в данном случае равна 2, то в двоичной системе она соответствует единице

следующего разряда и сигнал появляется только в канале  $C_1$ . Сигнал же, появляющийся в ветви «или», удаляется из канала простой суммы  $S_1$  через верхний блок «и» и блок «нет».

Операции, выполняемые в схеме, символически обозначаются следующим образом:

$$S_1 = (A \text{ или } B) \text{ и } \text{«нет» } (A \text{ и } B);$$

$$C_1 = (A \text{ и } B).$$

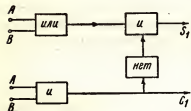


Рис. 9-66. Логическая схема первого этапа операции сложения.

Операция переноса в рассмотренном устройстве не выполняется, и подобная схема называется полусумматором.

На рис. 9-67 приведена электрическая схема электронного полусумматора, составленная из элементов, показанных на рис. 9-65. Первые сетки ламп  $L_1$  и  $L_2$  используются для выполнения операции «или», вторые — действуют как схема «нет». Лампы  $L_1$  и  $L_2$  пропускают



импульсы в канал  $S_1$ , если на вход  $A$  или  $B$  подается положительный сигнал  $I$ . Лампа  $L_3$  работает по схеме «и», так как она при отсутствии сигнала заперта по обеим сеткам и для получения выходного импульса требуется одновременная подача положительных импульсов и в точку  $A$  и в точку  $B$ . Если сигнал  $I$  появится одновременно в  $A$  и  $B$ ,  $L_3$  откроется, вследствие чего резко уменьшится напряжение на экранирующих сетках лампы  $L_1$  и  $L_2$ , и прохождение импульса в канал  $S_1$  будет запрещено. Одновременно лампа  $L_3$  вырабатывает отрицательный выходной импульс для переноса.

Входные сигналы  $A$  и  $B$  должны быть немного «задержаны» на пути к  $L_1$  и  $L_2$ , чтобы в случае, когда  $A = 1$  и  $B = 1$ , запрещающий сигнал мог достичь вторых сеток  $L_1$  и  $L_2$ , прежде чем входные импульсы придут на их первые сетки.

Принцип действия полной схемы сумматора, выполняющего и операции суммирования и операции переноса, поясняет табл. 9-10 (два невозможных случая, когда  $C_0 = 0$ ;  $S_1 = 1$ ;  $C = 1$  или  $C_0 = S_1 = C_1 = 1$  в таблице опущены как нереальные).

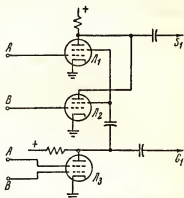


Рис. 9-67. Схема электронного полусумматора.

Таблица 9-10

Пояснение принципа действия полной схемы сумматора

Предыдущий перенос $C_0$	Первая сумма $S_1$	Первый перенос $C_1$	Новая сумма $S_2$	Новый перенос $C_2$
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	1	0
1	0	0	1	0
1	0	1	1	1
1	1	0	0	1

В первом полусумматоре были найдены сумма  $S_1$  и перенос  $C_1$ . В полном сумматоре обеспечивается возможность выполнения следующих операций: восприятие переноса предыдущей цифры; образование новой суммы  $S_2$  из этого переноса  $C_1$  и из первой суммы  $S_1$ ; перенос  $C_2$  в высший разряд единиц, если этого требуют результаты второго суммирования.

Логика образования  $S_2$  и  $C_2$ , в соответствии с приведенной выше таблицей, может быть записана следующим образом

$$S_2 = (S_1 \text{ или } C_0) \text{ и «нет» } (S_1 \text{ и } C_0);$$

$$C_2 = (S_1 \text{ и } C_0) \text{ «или» } C_1.$$

Данные правила почти полностью идентичны по форме правилам первого суммирования и отличаются от них только добавлением во второй линии операции «или»  $C_1$ . Таким образом, схема, идентичная

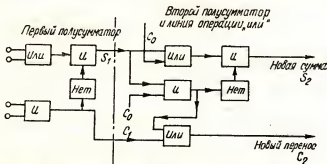


Рис. 9-68. Схема полного сумматора, состоящего из двух полусумматоров и дополнительного блока «или», выключенного в канал переноса.

требуемой для первого полусумматора с добавлением блока «или», в канале переноса выполняет второе действие в задаче сложения.

Блок-схема полного сумматора, выполняющего оба рассмотренных действия, приведена на рис. 9-68.

В схемы реальных счетно-решающих устройств, кроме блоков логических операций, обязательно включаются калибровочные блоки, обеспечивающие правильность работы схемы и «сброс» всех ненужных результатов перед началом решения новой задачи.

Во избежание искажений, связанных с наводками и шумами, в большинстве счетно-решающих устройств используются импульсы с амплитудой  $30 \div 60$  в. Для поддержания постоянства уровней этих напряжений используются хорошо стабилизированные источники питания, не изменяющие выходного напряжения с изменением тока нагрузки в широких пределах и обладающие низкими выходными сопротивлениями.

### Задачи

9-1. Вычертить форму сигналов  $u_1$  и  $u_2$ , получающихся на выходе схемы (рис. 9-69, б), если на ее вход подается сигнал  $u_{вх}$ , соответствующий рис. 9-69, а.

Согласно условиям при  $t_1 = 200$  мксек,  $u_1 = +100$  в и  $t_2 = 100$  мксек  $u_2 = -100$  в.

9-2. Повторить задачу 9-1 при  $t_1 = 500$  мксек;  $t_2 = 500$  мксек;  $U_1 = 0$  и  $U_2 = 200$  в.

Найти среднее значение  $u_1$  и  $u_2$ .

9-3. В изображенной на рис. 9-70, а схеме ключ  $S$  был открыт довольно долгое время. В момент времени  $t = 0$  он замыкается на 0,001 сек. и снова размыкается.

Вычертить форму выходного сигнала  $u_{\text{вых}}$ .

Вычислить энергию, выделяющуюся в сопротивлении 20 000 ом.

9-4. В схеме, изображенной на рис. 9-70, б, переменный контакт периодически перебрасывается из положения 1 в 2 и наоборот. Длительность пребывания его в каждом из положений 0,5 сек.

Вычертить форму выходного сигнала.

9-5. В схеме, изображенной на рис. 9-70, в, длительность пребывания подвижного контакта в каждом из положений 1 или 2 равна 500 мксек.

Вычертить изменение во времени напряжения между сеткой и катодом  $u_c$ , полагая  $R_{ic} = 0$  при положительной сетке и равным бесконечности при отрицательном смещении на ней.

9-6. На интегрирующую цепь  $RC$  с  $R = 100$  ком;  $C = 0,01$  мкф поданы треугольные импульсы (рис. 9-70, г).

Вычертить форму выходного сигнала, если эти колебания симметричны и период их равен 0,0001 сек.

9-7. Колебания, имеющие форму, показанную на рис. 9-70, а, и обладающие такими же параметрами как и в задаче 9-6, подаются на дифференцирующую цепь с  $RC = 100$  мксек.

Вычертить форму выходных колебаний.

9-8. В схеме, приведенной на рис. 9-19,  $R_c = 1$  Мом;  $R = 100$  000 ом;  $R_L = 300$  000 ом;  $U_a = 300$  в; внутреннее сопротивление цепи сетка-катод в лампе при положительном напряжении на сетке равно 1000 ом.

Начертить в масштабе график анодного напряжения при входном сигнале, имеющем частоту 1000 гц и эффективное напряжение 100 в.

9-9. В схеме развертки для заряда конденсатора используется пентод. Тиратрон имеет потенциал деионизации 15 в и потенциал зажигания 110 в.

Найти емкость зарядного конденсатора, если постоянный ток через пентод равен 8 ма, а частота развертки 1800 гц. Время разряда считать пренебрежимо малым.

9-10. На последовательную  $RL$ -цепь подается трапецидальное напряжение  $u = \kappa_1 + \kappa_2 t$ .

Найти аналитическое выражение для тока, если при  $t = 0$   $i_0 = 0$ .

9-11. На схему (рис. 9-70, д) в течение 200 мксек подаются прямоугольные колебания, равные 0 в, и в следующие в 200 мксек — 100 в.

Вычертить в масштабе график  $u_{\text{вых}}$  для одного периода входного напряжения, если используется триод 6С4, имеющий  $\mu = 17$ .

9-12. Изображенная на рис. 9-71, а схема запускается одним положительным импульсом на сетке лампы  $L_1$ .

Найти:

а) смещение на  $L_2$  до запуска;

б) смещение на  $L_1$  до запуска;

в) смещение на  $L_1$  во время прохождения импульса;

г) длительность выходных импульсов, снимаемых с анода  $L_2$ .

9-13. Рассчитать схему мультивибратора генерирующего колебания с частотой 1000 гц. При этом использовать лампы 6С4 и считать  $R_L = 10$  ком;  $R_c = 500$  ком;  $U_{a-} = 200$  в.

9-14. Рассчитать несимметричный нестабилизированный мультивибратор с частотой колебаний 5000 гц, у которого один импульс в три раза длиннее другого. Использовать условия задачи 9-13.

9-15. Используя схему мультивибратора (рис. 9-71, б) и полагая,  $R_{ic} = 500$  ом в случае положительной сетки, найти:

а)  $R_i$  для  $u_c = 0$  из ламповых характеристик 6С4;

б) постоянную времени разрядных цепей конденсаторов;

в) пиковое напряжение на второй сетке, полагая, что напряжение на сетке открытой лампы равно нулю;

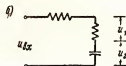
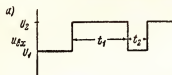


Рис. 9-69.

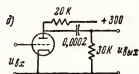
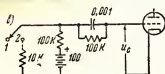
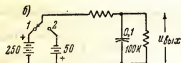
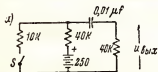


Рис. 9-70.

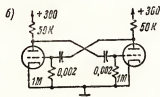
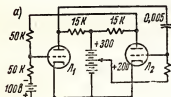


Рис. 9-71.

- а) время записи;
- б) частоту постороения.

9-16. Записать число 1274 в двоичной системе.

Сделать то же в восьмиричной системе и тринадцатиричной системе.

9-17. Записать в двоичной системе числа 1022 и 817 и сложить их. Проверить результат в десятичной системе.

Умножить эти числа, записанные в двоичной системе, и проверить результат в десятичной системе.

9-18. Записать в двоичной системе числа 623 и 37 и разделить 623 на 37.

Выполнить процесс аналогично обычному делению на бумаге.

9-19. На основе схемы, приведенной на рис. 9-64, составить новую схему диодной матрицы, которая будет воспринимать сигналы вплоть до двоичного числа 1010.

9-20. Исходя из рис. 9-67, составить электрическую схему сумматора, соответствующую блок-схеме, изображенной на рис. 9-68.

9-21. Оператор, управляющий схемой с двумя двухполюсными переключателями регистрирует следующие показатели всех людей, проходящих через определенную точку города: а) мужчина это или женщина; б) превышает рост прошедшего 180 см или нет; в) блондин, прошедший человек, или брюнет; г) имеет ли прошедший человек голубые глаза или другие.

Придумайте схему, которая будучи включена в данное устройство, будет звонить в колокольчик каждый раз, когда пройдет голубоглазая блондинка выше 180 см.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Von Terseb, L. W., and A. W. Swago: „Recurrent Electrical Transients”, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1953.
2. Chance, B., V. Hughes, E. F. MacNichol, D. Sayre, and F. C. Williams: „Waveforms”, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1949.
3. Mather, N. W.: Clipping and Clamping. *Electronics*, 20: 111 (July, 1947).
4. Frank, Ernest: „Pulsed Linear Networks”, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1945.
5. Batchner, R. R.: Circular and Polar Sweeps, *Electronic Inds.*, 3: 80 (September, 1944).
6. Clarke, A. C.: Linearity Circuits, *Wireless Engr.*, 21: 256 (June, 1944).
7. Chance, Britton: Some Precision Circuit Techniques Used in Waveform Generation and Time Measurement, *Rev. Sci. Instr.*, 17: 396 (October, 1946).
8. Cocking, W. T.: Linear Sawtooth Oscillators, *Wireless World*, 16: 425 (May, 1939).
9. Herrenden Harker, G. F.: The Mechanism of Synchronization in the Linear Time Base, *Phil. Mag.*, 26: 193 (1938).
10. MacGregor-Morris, J. T., and J. A. Henley: „Cathode Ray Oscillography”, Chapman and Hall, Ltd., London 1936.
11. Potter, J. L.: Sweep Circuits, *Proc. IRE*, 26: 713 (1938).
12. Puckle, O. S.: „Time Bases”, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1943.
13. Solter, J. T., M. A. Starr, and G. E. Valley, Jr.: „Cathode Ray Tube Displays”, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1948.
14. Abraham, H., and E. Bloch: Notice sur les lampes-valves à 3 électrodes et leurs applications, Ministère guerre Publ. 27, April. 1918.
15. Mather, N. W.: Multivibrator Circuits, *Electronics*, 19: 136 (October, 1946).
16. Burks, A. W.: Electronic Computing Circuits of the ENIAC, *Proc. IRE*, 35: 756 (1947).
17. Page, C. H.: Digital Computer Switching Circuits, *Electronics*, 21: 110 (September, 1948).

18. Eccles, W. H., and F. W. Jordan: Trigger Relay Utilizing Three Element Thermionic Vacuum Tubes, *Radio Rev.*, 1:143 (October, 1919).
  19. Engineering Research Associates: „High-speed Computing Devices”, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1950.
  20. West, C. F., and J. F. DeTurk: A Digital Computer for Scientific Applications, *Proc. IRE*, 36:1452 (1948).
  21. *Proceedings of the IRE*, Computer Issue, 41:1219—1568 (1953).
  22. Richards, R. K.: „Arithmetic Operations in Digital Computers”. D. Van Nostrand Company, Inc., Princeton, N.J., 1955.
-

## ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

### ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ И ФИЛЬТРЫ. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Известно, что почти вся электрическая энергия вырабатывается и передается по энергетическим сетям к местам потребления в виде энергии переменного тока. Для питания же усилителей и другого электронного оборудования необходимы постоянные напряжения. Именно вследствие этого и возникает потребность в выпрямителях, т.е. устройствах, преобразующих переменные напряжения энергетических сетей в постоянные. В выпрямителях, предназначенных для питания анодных цепей электронных ламп, обычно используются вакуумные или полупроводниковые диоды.

#### 10-1. Однополупериодный диодный выпрямитель

Выше говорилось о том, что вакуумный диод проводит электрический ток только тогда, когда анод диода положителен относительно катода. Схема с одним диодом (рис. 10-1, а), питаемая от сети переменного тока, работает как однополупериодный выпрямитель, так как энергия из сети переменного тока передается в схему только в течение одной половины периода переменного напряжения, когда анод диода положителен относительно катода. Эта схема используется зачастую в реальных выпрямительных устройствах и представляет основной элемент более сложных выпрямительных схем.

Диод обладает нелинейной вольтамперной статической характеристикой типа, показанного на рис. 10-1, б. Сопротивление диода  $R_d$  определяется крутизной характеристики и не является величиной постоянной. Если последовательно с диодом включить сопротивление  $R$ , полное сопротивление цепи будет равно  $R_{dcp} + R$ , а ее вольтамперная динамическая характеристика будет значительно более линейна, чем характеристика одного не нагруженного внешним сопротивлением диода. Для упрощения анализа усредненное сопротивление диода  $R'_{dcp}$  считается постоянным и при таком допущении ошибка в результатах расчетов оказывается небольшой.

Величина усредненного сопротивления  $R_{dcp}$  диода может быть определена по наклону прямой линии, проходящей через начало координат

и точку, соответствующую максимальному току диода, причем эта прямая примерно совпадает с его реальной характеристикой.

В схеме, показанной на рис. 10-1, а, ток в цепи переменного тока при напряжении на входе

$$u = U_m \sin \omega t$$

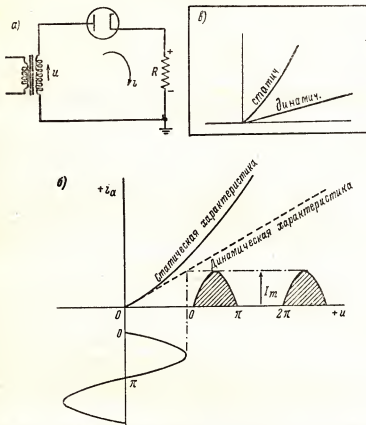


Рис. 10-1. Схема однополупериодного выпрямителя (а). Осциллограммы статической и динамической характеристик диода (б). Экспериментальные статическая и динамическая характеристики диода с  $R=2 \text{ ком}$  (в).

при принятых допущениях будет равен:

$$i_a = \frac{U_m}{R_{\text{тср}} + R} \sin \omega t \text{ при } 0 \leq \omega t \leq \pi \quad (10-1)$$

и

$$i_a = 0 \quad \text{при } \pi \leq \omega t \leq 2\pi, \quad (10-2)$$

т.е. ток в цепи будет иметь вид импульсов типа половины синусоиды (рис. 10-1, в).



Задача выпрямителя — получение постоянного тока при питании его от источника переменного тока — может быть решена, если в подобных импульсах имеется постоянная составляющая, т.е. если среднее за период значение тока подобных импульсов ( $I_{\text{ср}}$ ) не равно нулю.

На основании разложения несинусоидальных функций в ряд Фурье имеем:

$$\begin{aligned} I_{\text{ср}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_a d\omega t = \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^\pi \frac{U_m}{R_{\text{лср}} R} \sin \omega t d\omega t + \int_\pi^{2\pi} 0 d\omega t \right) = \\ &= \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_m}{R_{\text{лср}} + R} = \frac{I_m}{\pi}, \end{aligned} \quad (10-3)$$

где  $I_m$  — амплитудное значение тока в импульсе.

Из (10-3) получаем

$$I_a (R_{\text{лср}} + R) = \frac{U_m}{\pi},$$

откуда определяем постоянное напряжение на нагрузке

$$U_{\text{ср}} = I_{\text{ср}} R = \frac{U_m}{\pi} - I_{\text{ср}} R_{\text{лср}}. \quad (10-4)$$

При отсутствии нагрузки  $I_{\text{ср}} = 0$  и постоянное напряжение на выходе выпрямителя будет равно среднему за период значению положительной полуволны синусоиды, или  $U_m/\pi$ . С увеличением тока нагрузки постоянное напряжение на ней линейно падает из-за падения напряжения на выпрямительной лампе, равного  $I_{\text{ср}} R_{\text{лср}}$ .

Мощность переменного тока, снимаемая с трансформатора, питающего схему, равна

$$I_{\text{эфф}}^2 (R_{\text{лср}} + R), \quad (10-5)$$

где  $I_{\text{эфф}}$  — эффективное значение импульсов тока в нагрузке, определяемое выражением

$$I_{\text{эфф}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_a^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \frac{I_m}{2}. \quad (10-6)$$

Именно это значение и покажет амперметр переменного тока, включенный последовательно с нагрузкой.

Раскладывая полусинусоидальные импульсы напряжения на нагрузке в ряд Фурье, получаем

$$u = \frac{U_m}{\pi} + \frac{U_m}{2} \cos \omega t + (-1)^{\frac{n}{2}-1} \cdot \frac{2U_m}{\pi} \sum_n \frac{\cos n\omega t}{n^2 - 1}, \quad (10-7)$$

где  $n$  — четные числа (2; 4; 6; 8 и т.д.).

Все члены ряда по своей физической природе являются напряжениями и вызывают соответствующий ток в нагрузке. Первый член

ряда определяет постоянную составляющую или среднее значение выходного напряжения. Остальные члены ряда или переменные составляющие выходного напряжения, также вызывают рассеивание мощности в нагрузке, но возбуждают переменные составляющие тока различной частоты, а не требуемую постоянную составляющую. Первая гармоника этих переменных составляющих имеет частоту, равную частоте сетевого напряжения.

Желательно, чтобы выпрямитель позволял получать постоянный ток при минимальных потерях в нагрузке, определяемых переменными составляющими. Эффективность, с которой переменный ток преобразуется в постоянный, оценивается к.п.д. выпрямителя:

$$\text{к.п.д.} = \frac{P_{\text{пост. вых.}}}{P_{\text{перем. вход}}} 100\%; \quad (10-8)$$

$$\begin{aligned} \text{к.п.д.} &= \frac{[U_m / \pi (R_{\text{ср}} + R)]^2 R 100\%}{[U_m / 2 (R_{\text{ср}} + R)]^2 (R_{\text{ср}} + R)} = \frac{4R}{\pi^2 (R_{\text{ср}} + R)} 100\% = \\ &= \frac{1}{1 + R_{\text{ср}} / R} 40,6\%. \end{aligned} \quad (10-9)$$

Таким образом при однополупериодном выпрямлении присутствие переменных гармоник тока ограничивает максимально возможный к.п.д. значением 40,6%. Коэффициент  $\left( \frac{1}{1 + R_{\text{ср}} / R} \right)$  определяет влияние усредненного сопротивления самого диода на к.п.д., причем последний возрастает с уменьшением отношения  $R_{\text{ср}} / R$ .

Цепи, которые разделяют постоянную и переменные составляющие тока на выходе выпрямителя и не допускают выделения переменных составляющих в полезной нагрузке, называются **фильтрами**. Фильтры могут увеличить к.п.д. выпрямителя теоретически до 100% и позволяют получить «сглаженный» постоянный ток в нагрузке с очень небольшими переменными составляющими. Такое хорошо сфильтрованное напряжение требуется для большинства электронной аппаратуры.

Максимальное напряжение на диоде в интервал, когда анод отрицателен, называется минимальным обратным напряжением. В однополупериодной схеме максимальное обратное напряжение, приложенное к диоду в отрицательный полупериод переменного напряжения  $U_{\text{обрmax}}$ , равно сумме амплитуды последнего и постоянной составляющей выпрямительного напряжения, т.е.  $U_{\text{обрmax}} = U_m + U_m$ . Выпрямительная лампа должна иметь достаточную электрическую прочность, чтобы выдерживать это напряжение.

## 10-2. Двухполупериодный выпрямитель

Если ток в нагрузке будет протекать в течение обоих полупериодов входного переменного напряжения, могут быть получены большая мощность постоянного тока и больший к.п.д. Поэтому двухполупериод-

ная выпрямительная схема, показанная на рис. 10-2, значительно чаще используется в реальных выпрямительных устройствах, чем однополупериодная. Двухполупериодная схема представляет собой две однополупериодные схемы с общей нагрузкой, причем эти две части схемы питаются переменными входными напряжениями, сдвинутыми по фазе на  $180^\circ$ . Так как каждый диод проводит электрический ток в течение только одной половины периода, когда анод диода положителен относительно катода, лампы  $L_1$  и  $L_2$  будут находиться в проводящем состоянии в различные половины периода входного переменного напряжения, благодаря чему ток в общей нагрузке диода будет иметь вид, показанный на рис. 10-2, б.

Считая лампы идентичными, запишем выражения для тока каждой из ламп:

$$\left. \begin{aligned} i_{a1} &= \frac{U_m}{R_{l_{cp}} + R} \sin \omega t \\ i_{a2} &= 0 \end{aligned} \right\} 0 \leq \omega t \leq \pi. \quad (10-10)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{a1} &= 0 \\ i_{a2} &= \frac{U_m}{R_{l_{cp}} + R} \sin \omega t \end{aligned} \right\} \pi \leq \omega t \leq 2\pi. \quad (10-11)$$

Напряжение  $U_m$  равно амплитуде синусоидального напряжения одной половины вторичной обмотки трансформатора и текущее значение переменного напряжения  $u = U_m \sin \omega t$ , как и для однополупериодной схемы.

Каждый диод работает так же, как и в обычной однополупериодной схеме, а их токи складываются в общей нагрузке. Постоянный ток на выходе выпрямителя равен среднему значению полусинусоидальных импульсов, изображенных на рис. 10-2, б,

$$I_m = \frac{2 U_m}{\pi (R_{l_{cp}} + R)} = \frac{2 I_m}{\pi} \quad (10-12)$$

и выходное напряжение

$$U_m = I_m R = \frac{2 U_m}{\pi} - I_m R_{l_{cp}}. \quad (10-13)$$

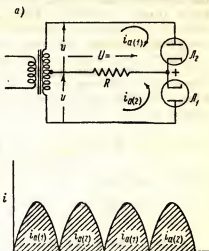


Рис. 10-2. Схема двухполупериодного выпрямителя (а); форма импульсов тока в нагрузке (б).

Следовательно, при отсутствии нагрузки выходное постоянное напряжение двухполупериодного выпрямителя  $U_m$  будет вдвое больше, чем выпрямленное напряжение в однополупериодной схеме при всех иных равных условиях. Нагрузочные свойства двухполупериодной схемы (т.е. зависимость величины выпрямленного напряжения от тока нагрузки) улучшены по сравнению с однополупериодной схемой.

Эффективное значение тока  $I_{\text{эф}}$  каждого диода и мощность переменного тока, отбираемая каждым диодом от сети переменного тока, равны соответствующим значениям однополупериодной схемы. Полная мощность, потребляемая от сети переменного тока, при этом определяется выражением

$$P_{\text{сн}} = 2 \left[ \frac{U_m}{2(R_{\text{ср}} + R)} \right]^2 (R_{\text{ср}} + R) = \frac{U_m^2}{2(R_{\text{ср}} + R)},$$

а к.п.д. выпрямителя

$$\text{к.п.д.} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{1 + R_{\text{ср}}/R} 100\% = \frac{1}{1 + R_{\text{ср}}/R} 81,2\%. \quad (10-14)$$

Таким образом, максимально возможное значение к.п.д. двухполупериодной выпрямительной схемы без фильтра вдвое превышает соответствующую величину в однополупериодной выпрямительной схеме.

Разложение в ряд Фурье кривой напряжения, показанной на рис. 10-2, б, дает

$$u = \frac{2 U_m}{\pi} - \frac{4 U_m}{\pi} \sum_k \frac{\cos k\omega t}{(k+1)(k-1)}, \quad (10-15)$$

где  $k$  — четное число.

Низшая частота переменных составляющих равна удвоенной частоте напряжения сети, что облегчает работу фильтра по устранению гармоник переменного тока из выходного напряжения.

Таким образом, если необходимо получить большие выпрямленные токи, улучшенные условия фильтрации и высокий к.п.д., применение двухполупериодной схемы более целесообразно, чем однополупериодной.

Записывая уравнения для внешней цепи схемы, приведенной на рис. 10-2, а при запертой лампе  $L_1$ , получаем

$$u_{\text{сн}} = 2u + u_{\text{сн}} = -2 U_m \sin \omega t + u_{\text{сн}}.$$

Максимальное значение обратного напряжения, имеющее место для  $L_1$ , при  $\omega t = 3\pi/2$  равно  $U_{\text{обр.макс}} \approx 2 U_m$ , если  $U_m \gg u_{\text{сн}}$ .

Это соотношение должно обязательно учитываться при выборе выпрямительного диода, который должен иметь электрическую прочность, достаточную для исключения возможности пробоя.

В большинстве случаев отрицательный выходной провод выпрямителя заземляется, вследствие чего постоянное напряжение на катоде диода будет равно полному выходному напряжению. Поэтому изоляция обмотки трансформатора, предназначенного для питания цепи накала

выпрямительных ламп, должна быть рассчитана на это напряжение, или же, если используются лампы с подогревными катодами, на это напряжение должна быть рассчитана изоляция между катодом и подогревателем.

### 10-3. Коэффициент пульсаций

Пульсации выходного напряжения и тока, обусловленные наличием переменных составляющих в выходной цепи выпрямителя, вызывают появление слышимого фона в усилителях низкой частоты, что недопустимо в большинстве электронных схем. Величина пульсаций, отнесенная к постоянной составляющей, определяет степень сглаженности выходного напряжения или тока выпрямителя и называется коэффициентом пульсаций.

$$\text{Коэфф. пульсаций} = \frac{\text{эфф. значение всех перем. сост.}}{\text{среднее значение, или пост. сост.}} \quad (10-16)$$

Ток нагрузки выпрямителя складывается из постоянной составляющей  $I_m$  и эффективного значения всех переменных составляющих  $I_{\sim}$ . Эффективное значение полного тока при этом

$$I_{\text{эфф}} = \sqrt{I_m^2 - I_{\sim}^2},$$

откуда

$$I_{\sim} = \sqrt{I_{\text{эфф}}^2 - I_m^2}. \quad (10-17)$$

Подставляя эффективное значение переменных составляющих выходного тока выпрямителя в соотношение (10-16), получаем

$$\text{Коэфф. пульсаций} = \frac{\sqrt{I_{\text{эфф}}^2 - I_m^2}}{I_m} = \sqrt{\left(\frac{I_{\text{эфф}}}{I_m}\right)^2 - 1}. \quad (10-18)$$

Составляющие  $I_{\text{эфф}}$  и  $I_m$  в (10-18) могут быть измерены соответствующими приборами переменного и постоянного тока, а по ним можно определить и коэффициент пульсаций, если он велик. Более точные измерения должны производиться, когда пульсации малы и, следовательно,  $I_m$  примерно равен  $I_{\text{эфф}}$ .

Поскольку коэффициент пульсаций является функцией формы тока в нагрузке выпрямителя, то при  $I_m = I_{\text{эфф}}$ , пульсации будут равны нулю, а токи выпрямительных ламп будут иметь форму правильных прямоугольных импульсов, смыкающихся боковыми гранями.

Использование ранее полученных соотношений для  $I_m$  и  $I_{\text{эфф}}$  в одно- и двухполупериодных схемах выпрямителей позволяет вычислить коэффициент пульсаций в этих схемах при отсутствии фильтра.

Коэффициент пульсаций равен:

для однополупериодного выпрямителя = 1,21;

для двухполупериодного выпрямителя = 0,48.

Двухполупериодный выпрямитель, таким образом, имеет меньшие пульсации, которые к тому же проще отфильтровать, так как основная частота их вдвое превышает частоту напряжения сети.

## 10-4. Емкостной фильтр

Простой фильтр, в котором переменные составляющие замыкаются на емкость, включенную параллельно сопротивлению нагрузки, вместе со схемой двухполупериодного выпрямителя показан на рис. 10-3.

По условию работы такого фильтра требуется, чтобы  $X_c \ll R$  для переменной составляющей тока с наименьшей частотой, присутствующей на выходе выпрямителя.

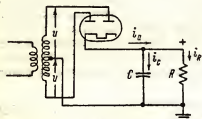


Рис. 10-3. Схема двухполупериодного выпрямителя с емкостным фильтром.

Выключение емкости существенно отражается на условиях работы диодов, так как теперь выпрямитель работает не на активную, а на комплексную нагрузку. Может быть показано, что когда напряжение на входе выпрямителя превышает напряжение на конденсаторе, последний заряжается и напряжение на нем достигает амплитудного значения входного напряжения. Когда же напряжение на входе выпрямителя начинает уменьшаться, диод отключает внешний источник напряжения от нагрузки, так как катод диода становится положительным по отношению к его аноду. Энергия, запасенная в конденсаторе, поддерживает высокое напряжение на нагрузке в течение более длительного интервала времени, чем в случае, когда конденсатор отсутствует, причем токи диода при наличии конденсатора протекают короткими импульсами с меньшей длительностью, чем длительность целого положительного полупериода (рис. 10-4).

Для получения высокого к.п.д. необходимо, чтобы сопротивление диода было много меньше сопротивления нагрузки, т.е. чтобы  $R_{дпр} \approx R$ , и потому для упрощения дальнейших выкладок можно считать, что  $R_{дпр} \approx 0$ . Индуктивностью рассеяния трансформатора также можно пренебречь из-за ее малости. При этих предположениях диод работает как переключатель, соединяющий источник переменного напряжения с конденсатором только в продолжении интервала от  $\omega t = \Theta_1$  до  $\omega t = \Theta_2$  (рис. 10-4, б).

Легко видеть, что в течение этого промежутка времени

$$i_d = i_c + i_R, \quad (10-19)$$

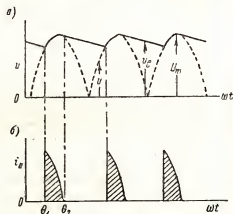


Рис. 10-4. Формы кривой: а — напряжения; б — тока диода.

и, так как диод в этот интервал замкнут, то

$$u_c = U_m \sin \omega t. \quad (10-20)$$

Тогда

$$i_a = C \frac{dU_c}{dt} + \frac{U_c}{R},$$

или в продолжении времени заряда конденсатора

$$i_a = \omega C U_m \cos \omega t + \frac{U_m}{R} \sin \omega t, \quad \Theta_1 \leq \omega t \leq \Theta_2, \quad (10-21)$$

после преобразования получаем

$$i_a = \frac{U_m}{R} \sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + 1} \sin(\omega t + \varphi), \quad \Theta_1 \leq \omega t \leq \Theta_2 \quad (10-22)$$

и

$$\varphi = \arctg(\omega RC). \quad (10-23)$$

Это выражение является уравнением импульса тока, протекающего через диод в интервал времени, когда он находится в проводящем состоянии.

При  $\omega t = \Theta_2$  напряжение источника спадает быстрее, чем напряжение на конденсаторе, медленно разряжающемся через сопротивление нагрузки; поэтому входное напряжение становится меньше  $u_c$ , в результате чего катод диода оказывается положительным относительно анода и диод переходит в непроводящее состояние, отключая источник напряжения от нагрузки. Для момента отключения, т.е. при  $\omega t = \Theta_2$ ,  $i_a = 0$ ; используя (10-21), получаем

$$-\omega C U_m \cos \Theta_2 = \frac{U_m}{R} \sin \Theta_2,$$

откуда

$$\Theta_2 = \arctg(-\omega RC). \quad (10-24)$$

В выражение (10-22) входит безразмерный параметр  $\omega RC$ . Если постоянная времени  $RC$  велика, амплитуда импульса тока будет также велика, а момент периода  $\Theta_2$ , соответствующий моменту перехода диода в непроводящее состояние, будет близок  $90^\circ$ . При дальнейшем увеличении  $RC$  угол  $\Theta_2$  будет стремиться к  $90^\circ$ , вследствие чего интервал периода, в течение которого диод находится в проводящем состоянии, будет уменьшаться.

Большой импульсный ток может вызвать повреждение катода в диоде, особенно в случаях, когда в качестве диода работает газоразрядный выпрямительный диод — газотрон.

Рис. 10-5 иллюстрирует работу диода с небольшим углом отсечки и большими амплитудами анодного тока, что соответствует большим значениям постоянной  $\omega RC$ . Сопротивление диода и индуктивность рассеяния трансформатора, имеющие место в реальных выпрямителях, сглаживают резкий рост тока в начале проводимости диода, ожидаемый при  $R_i = 0$  и отсутствии индуктивности рассеяния, вследствие чего

увеличивается угол проводимости диода, т.е. интервал периода, в течение которого диод находится в проводящем состоянии.

В интервале  $\Theta_2 \leq \omega t \leq (\pi + \Theta_1)$

$$-i_c = i_R,$$

т.е. источником тока нагрузки становится конденсатор. Следовательно, для этого интервала

$$-C \frac{du_c}{dt} = \frac{u_c}{R}. \quad (10-25)$$

Решение этого дифференциального уравнения имеет вид:

$$u_c = A e^{-t/RC}. \quad (10-26)$$

Ранее было установлено, что при  $\omega t = \Theta_2$ ,  $u_c = U_m \sin \Theta_2$ , поэтому, подставляя значение коэффициента  $A$  в (10-26), получаем

$$u_c = U_m \sin \Theta_2 e^{-(\omega t - \Theta_2)/\omega RC} \quad (10-27)$$

при  $\Theta_2 \leq \omega t \leq (\pi + \Theta_1)$ .

Рис. 10-5. Осциллограммы импульсов анодного тока диода и напряжения на нагрузке в двухполупериодной схеме выпрямителя ( $U = 130$  в,  $\omega RC = 30$ ).

Это выражение является уравнением напряжения на конденсаторе и на сопротивлении нагрузки в интервал времени, когда конденсатор

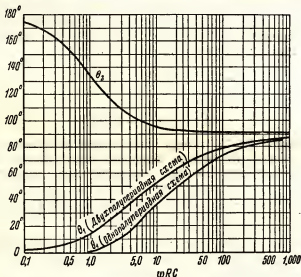


Рис. 10-6. Кривая зависимости углов  $\Theta_1$  и  $\Theta_2$  от  $\omega RC$  для емкостного фильтра.

разряжается через последнее. Из уравнения следует, что при отсутствии нагрузки, т.е. при  $R = \infty$ , когда  $\omega RC = \infty$  (рис. 10-6), экспоненциальный член становится равным единице, а выходное напряжение



ние остается неизменным в течение всего периода переменного напряжения и будет равно его амплитудному значению  $U_m$ . При малых значениях постоянной  $\omega RC$  конденсатор  $C$  будет заметно разряжаться в интервалах между «подзарядками» через диод, причем количественную сторону процесса разряда конденсатора определяет экспоненциальный член в (10-27). Процессы разряда и заряда конденсатора приведут к заметным пульсациям выходного напряжения выпрямителя.

Полагая приближенно, что напряжение пульсации, наложенное на постоянную составляющую выпрямленного напряжения, имеет вид ломаной, состоящей из прямолинейных отрезков, и наибольшее мгновенное значение выпрямленного напряжения равно  $U_m$ , получим, что среднее значение или постоянная составляющая подобного выходного напряжения

$$U_m = U_m - \frac{\theta_n}{2}, \quad (10-28)$$

где  $\theta_n$  — полное изменение напряжения на конденсаторе или удвоенная амплитуда пульсаций.

При выводе этого выражения сопротивлением диода и реактивностью трансформатора пренебрегаем и получаем, что в течение всего интервала времени от  $\theta_2$  до  $\pi + \theta_1$  скорость разряда конденсатора остается постоянной, так как в этом интервале времени остается неизменным ток в нагрузке  $I_m$ .

Поскольку  $u_c = q/C$ , скорость изменения напряжения на конденсаторе будет

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{\theta_n}{\pi + \theta_1 - \theta_2} = \frac{1}{\omega C} \cdot \frac{dq}{d\omega t}, \quad (10-29)$$

а так как  $dq/d\omega t = I_m$ , получим:

$$\theta_R = \frac{(\pi + \theta_1 - \theta_2) I_m}{\omega C}. \quad (10-30)$$

Эффективное значение напряжения пульсаций идеализированной «треугольной» формы (рис. 10-7) не зависит от крутизны и протяженности прямых, составляющих «треугольную волну», а определяется только ее амплитудой. Если за нулевую ось принять напряжение  $U_m$ , можно показать, что эффективная величина переменной составляющей будет

$$U_m = \frac{\theta_R}{2\sqrt{3}} = \frac{(\pi + \theta_1 + \theta_2)}{2\sqrt{3} \omega C} I_m. \quad (10-31)$$

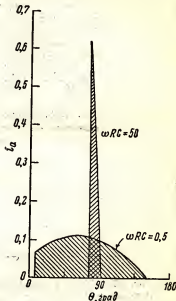


Рис. 10-7. Форма импульсов анодного тока диода.

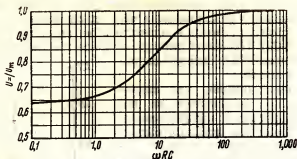


Рис. 10-8. Кривые зависимости отношения  $U_m/U_m$  от величины  $\omega RC$  для двухполупериодного выпрямителя с емкостным фильтром.



Рис. 10-9. Упрощенная форма кривой напряжения на нагрузке в двухполупериодном выпрямителе с емкостным фильтром (а). Осциллограммы выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  и переменного напряжения  $U_{\sim}$  в двухполупериодном выпрямителе;  $\omega RC = 30$  (б).

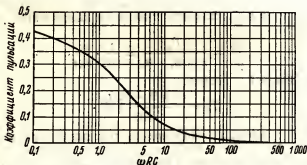


Рис. 10-10. Кривые изменения коэффициента пульсаций в зависимости от  $\omega RC$  в двухполупериодном выпрямителе с емкостным фильтром.

Используя приведенное выше определение коэффициента пульсаций, получаем, что в двухполупериодном выпрямителе (рис. 10-8 и рис. 10-9) при использовании емкостного фильтра коэффициент пульсаций будет равен

$$\frac{U_{\omega}}{U_{\text{н}}} = \frac{(\pi + \theta_1 - \theta_2) I_{\text{н}}}{2\sqrt{3} \omega C I_{\text{н}} - R} = \frac{\pi + \theta_1 - \theta_2}{2\sqrt{3} \omega C R}. \quad (10-32)$$

Кривая зависимости этого коэффициента от постоянной  $\omega R C$  приведена на рис. 10-10.

Коэффициент пульсаций увеличивается с ростом тока нагрузки, т.е. с уменьшением  $R$ .

Из кривой зависимости выходного напряжения от постоянной  $\omega R C$  (рис. 10-8) вытекает, что работать следует при возможно большем значении  $\omega R C$ . Однако выполнение этого требования ведет к появлению больших импульсных токов в лампе, которые могут сократить ее срок службы. Именно поэтому простые емкостные фильтры, как правило, используются только в выпрямителях с малыми токами нагрузки, в которых амплитуды импульсов анодного тока диодов имеют не опасную для лампы величину. Пульсации при этом будут невелики. При увеличении выходного тока пульсации быстро растут и становятся столь большими, что подобные выпрямители уже не будут удовлетворять требованиям, предъявляемым к источникам питания электронных усилительных схем.

### 10-5. Индуктивный фильтр

Индуктивность, включенная последовательно с сопротивлением нагрузки, также способна работать в качестве фильтра, оказывая большое сопротивление переменным гармоническим составляющим, присутствующим на выходе выпрямителя. Индуктивность можно рассма-

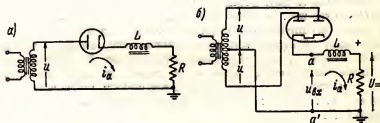


Рис. 10-11. Выпрямители: а — однополупериодный с индуктивным фильтром; б — двухполупериодный с индуктивным фильтром.

тривать как «резервуар» магнитной энергии, который накапливает последнюю, когда ток в цепи нагрузки превышает среднее значение, и выделяет запасенную энергию, когда ток стремится упасть ниже этой средней величины, что и приводит к уменьшению пульсаций. Схемы выпрямителей с фильтрующей индуктивностью, соединенной последовательно с нагрузкой, показаны на рис. 10-11.

Для определения тока, протекающего через каждый диод, рассмотрим работу однополупериодной схемы. Запишем дифференциальное уравнение схемы для того интервала времени, в течение которого диод находится в проводящем состоянии и  $u = U_m \sin \omega t$ ,

$$u = U_m \sin \omega t = L \frac{di}{dt} + Ri. \quad (10-33)$$

Как и прежде, пренебрегаем падением напряжения на лампе и реактивностью трансформатора. При этих условиях решение уравнения

$$\frac{U_m}{L} \sin \omega t = \frac{di}{dt} + \frac{R}{L} i \quad (10-34)$$

для переходного процесса имеет вид:

$$i_a = Be^{-Rt/L}, \quad (10-35)$$

и для установившегося состояния:

$$i_a = \frac{U_m}{R \sqrt{(\omega L/R)^2 + 1}} \sin(\omega t - \varphi), \quad (10-36)$$

где

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R}. \quad (10-37)$$

Реальный ток лампы состоит из повторяющихся импульсов, огибающая которых определяется выражением

$$i_a = Be^{-Rt/L} + \frac{U_m}{R \sqrt{(\omega L/R)^2 + 1}} \sin(\omega t - \varphi) \text{ при } 0 \leq \omega t \leq \Theta_2$$

и

$$i_a = 0 \text{ при } \Theta_2 \leq \omega t \leq 2\pi.$$

В начальный момент отрицательного полупериода входного напряжения  $U_m \sin \omega t$  анодный ток падает до нуля, а после этого стремится течь в обратном направлении вплоть до начала следующего полупериода. Но, поскольку обратный ток диода невозможен, анодный ток диода, достигнув нулевого, при некотором угле отсечки  $\Theta$  остается равным нулю, пока напряжение питания не станет снова положительным. Поэтому ток всегда будет равен нулю в тот момент, когда диод начинает проводить, т.е. при  $\omega t = 0$ . Из этого условия можно определить постоянную  $B$ .

$$B = \frac{U_m}{R \sqrt{(\omega L/R)^2 + 1}} \sin \varphi.$$

Окончательное выражение для импульса тока в нагрузке при однополупериодном выпрямлении принимает вид:

$$i_a = \frac{U_m}{R \sqrt{(\omega L/R)^2 + 1}} [\sin(\omega t - \varphi) + e^{-R\omega t/L} \sin \varphi], \text{ при } 0 \leq \omega t \leq \Theta_2 \quad (10-36)$$

и

$$i_a = 0 \text{ при } \Theta_2 \leq \omega t \leq 2\pi.$$

С возрастанием отношения  $\omega L/R$  процесс уменьшения во времени экспоненциального члена замедляется, вследствие чего ток в нагрузке будет течь и в течение некоторого времени после момента  $\omega t = \pi$ , когда напряжение питания равно нулю (рис. 10-12, а). Положительное

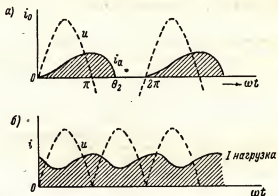


Рис. 10-12. Ток нагрузки в выпрямителях с индуктивным фильтром: а — однополупериодный выпрямитель; б — двухполупериодный выпрямитель.

напряжение на аноде диода (рис. 10-13) в интервале от  $\pi$  до  $\Theta_2$  сохраняется потому, что в индуктивности  $L$  при спадании тока наводится противо-э.д.с., равная  $L di/dt$  и способствующая сохранению тока

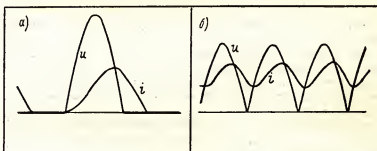


Рис. 10-13. Напряжение на входе фильтра и ток нагрузки в выпрямителях с индуктивным фильтром: а — однополупериодный выпрямитель; б — двухполупериодный выпрямитель (обратите внимание на непрерывность тока).

в цепи. При бесконечно большом  $\omega L/R$  момент прекращения тока диода будет при  $\Theta_2 = 2\pi$ , или при  $360^\circ$  после начала периода.

Угол отсечки тока  $\Theta_2$  может быть найден из того условия, что при  $\omega t = \Theta_2$ ,  $i_c = 0$ .

Следовательно,

$$\sin(\Theta_2 - \varphi) + e^{-R\Theta_2/\omega L} \sin \varphi = 0$$

$$\frac{R}{\omega L} = \frac{\cos \Theta_2 - e^{-R \Theta_2 / \omega L}}{\sin \Theta_2} \quad (10-39)$$

Решение этого уравнения относительно  $\Theta_2$  при различных значениях  $R/\omega L$  находится графическим путем.

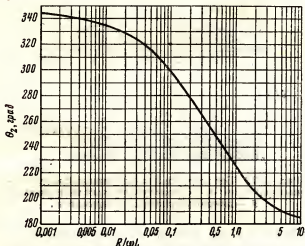


Рис. 10-14. Угол отсечки анодного тока диода в однополупериодном выпрямителе с индуктивным фильтром.

Из кривой зависимости  $\Theta_2 = f(R/\omega L)$  для однополупериодного выпрямителя (рис. 10-14) следует, что полный угол отсечки анодного тока диода, т.е. интервал времени от  $\omega t = 0$  до  $\omega t = \Theta_2$  возрастает при увеличении индуктивности или уменьшении  $R/\omega L$ . Таким образом, с увеличением тока нагрузки (что соответствует уменьшению сопротивления нагрузки  $R$ ) полный угол отсечки анодного тока диода увеличивается.

Выпрямленный выходной ток можно найти интегрированием (10-38) в пределах от 0 до  $\Theta_2$ , результаты которого после простейших преобразований имеют вид:

$$I_m = \frac{U_m}{2\pi R} (1 - \cos \Theta_2), \quad (10-40)$$

откуда

$$U_m = \frac{U_m}{2\pi} (1 - \cos \Theta_2).$$

При большой индуктивности  $L$  (когда  $\Theta_2 \approx 360^\circ$ ) выходное выпрямленное напряжение будет мало по сравнению с  $U_m$ ; при малой  $L$  (когда  $\Theta_2 \approx 180^\circ$ ) оно приближается к  $U_m/\pi$ , т.е. к выпрямленному напряжению при отсутствии фильтра. Таким образом, при одном и том же

входном напряжении при наличии индуктивного фильтра получается значительно более низкое выходное напряжение, чем с емкостным фильтром.

В случае использования индуктивного фильтра в двухполупериодном выпрямителе (рис. 10-11, б) полный угол отсечки анодного тока каждого из диодов будет настолько велик, что ток одного диода перекрывает во времени ток другого и при достаточной величине  $L$  ток в индуктивности фильтра станет непрерывным (рис. 10-12, б и 10-13, б). В данном случае ток коммутируется между диодами, т.е. переходит с одного диода на другой и притом таким образом, что в каждый момент времени ток проводит только тот диод, анод которого оказывается более положительным (пренебрегая реактивностью трансформатора).

Таким образом, на входе фильтра, к его входным зажимам, обозначенным буквами  $a$ ,  $a'$  (рис. 10-11), будет приложено выпрямленное напряжение, форма которого показана на рис. 10-12 б.

Это входное напряжение  $u_{вх}$  состоит из суммы гармонических составляющих, определяемых рядом Фурье (10-15). Несколько первых членов этого ряда имеют вид:

$$u_{вх} = \frac{2U_m}{\pi} + \frac{4U_m}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4U_m}{15\pi} \cos 4\omega t + \frac{4U_m}{35\pi} \cos 6\omega t + \dots, \quad (10-41)$$

где первое слагаемое определяет постоянную составляющую напряжения на выходе выпрямителя. Если это напряжение приложено к дросселю и активной нагрузке в схеме, показанной на рис. 10-15, и если дроссель имеет омическое сопротивление  $R_L$ , то постоянный ток в нагрузке, обусловленный первым членом ряда (10-41), будет

$$I_m = \frac{2U_m}{\pi} \cdot \frac{1}{R + R_L}, \quad (10-42)$$

а постоянное напряжение на нагрузке

$$U_m = \frac{2U_m}{\pi} \cdot \frac{1}{1 + R_L/R}. \quad (10-43)$$

Входной импеданс фильтра в точках  $a$ ,  $a'$  для переменной составляющей с наименьшей частотой (т.е. для второй гармоники)

$$Z_2 = R + R_L + 2\omega L.$$

Поэтому ток этой гармоники

$$|I_2| = \frac{4U_m}{3\sqrt{2}\pi(R_L + R)\sqrt{[2\omega L/(R + R_L)]^2 + 1}}. \quad (10-44)$$

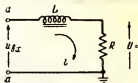


Рис. 10-15. Цепь нагрузки в схеме индуктивного фильтра.

Ток четвертой гармоники

$$|I_4| = \frac{4U_m}{15 \sqrt[3]{2\pi(R_L + R) \sqrt{[4\omega L/(R + R_L)]^2 + 1}}}$$

и т. д.

Для получения хорошей фильтрации отношение  $2\omega L/(R + R_L)$  должно быть велико по сравнению с единицей; при этом

$$\frac{I_4}{I_2} \approx \frac{1}{10},$$

а шестая и более высокие гармоники составляют еще меньшую часть пульсаций. Таким образом, пульсации определяются, в основном, током второй гармоники и коэффициент пульсаций может быть определен приближенно из уравнений (10-42) и (10-44), что дает

$$\text{Коэффициент пульсаций} \approx \frac{|I_2|}{I_m} = \frac{\sqrt{2}}{3 \sqrt{[2\omega L/(R_L + R)]^2 + 1}}. \quad (10-45)$$

Если  $2\omega L/(R_L + R) \gg 1$ , то коэффициент пульсаций будет

$$\frac{\sqrt{2}(R_L + R)}{6\omega L} = 0,236 \frac{R_L + R}{\omega L}. \quad (10-46)$$

Соотношение (10-46) показывает, что по мере уменьшения  $R$ , или увеличения тока нагрузки, коэффициент пульсаций уменьшается. Это естественно, так как энергия, запасаемая в индуктивности, растет с увеличением среднего значения тока. Данный результат противоположен результатам, получаемым в случае емкостного фильтра, при котором пульсации растут с увеличением тока нагрузки.

Индуктивный, или дроссельный, фильтр не требует значительных импульсных токов выпрямительных ламп и позволяет получить лучшую нагрузочную характеристику, по сравнению с емкостным фильтром. Однако применение дросселя требует увеличения напряжения на трансформаторе, что может повести к удорожанию выпрямителя.

## 10-6. Г-образный фильтр

Ни с шунтирующей нагрузку емкостью, ни с последовательно включенной индуктивностью не удастся получить достаточно малой величины коэффициента пульсаций, необходимой при питании выпрямленным напряжением большинства радиоэлектронных устройств. Поэтому очень часто применяются комбинированные фильтры, состоящие из индуктивности и емкостей, соединенных в Г-образные или П-образные звенья.

Схема Г-образного звена, или однозвенного фильтра с индуктивностью на входе, приведена на рис. 10-16, а. Индуктивность уменьшает амплитуды переменных составляющих тока в нагрузке, а емкость шунтирует нагрузку по переменным составляющим. В результате их



совместного действия пульсации оказываются значительно меньше той величины, которую можно получить при раздельном использовании емкости или индуктивности.

Так как емкостный фильтр обеспечивает хорошее сглаживание выпрямленного напряжения при малых нагрузках, а индуктивный — при больших, их совместное действие позволяет получить хорошую фильтрацию выпрямленного напряжения при самых различных выпрямленных токах. Кроме того, нередко требуется, чтобы выходное сопротивление фильтра было достаточно мало для тех переменных составляющих напряжений и токов питаемой выпрямителем аппаратуры, которые замыкаются через фильтр. Иначе возможно возникновение «паразитных» обратных связей по цепям питания между различными блоками аппаратуры, питаемыми от общего выпрямителя.

Для получения малого выходного сопротивления фильтра конденсатор Г-образного звена должен быть достаточно велик. Увеличение этого конденсатора обеспечивает одновременно большее постоянство выходного напряжения выпрямителя, особенно при большом токе в нагрузке, а также и при резких изменениях выходного тока или при прохождении импульсов.

При малых токах нагрузки, когда  $R \approx \infty$ , конденсатор будет заряжаться до амплитудного значения входного напряжения и потому напряжение на нем будет равно  $U_m$ . По мере уменьшения сопротивления нагрузки  $R$  постоянная составляющая выходного напряжения будет также уменьшаться, так как среднее значение напряжения на конденсаторе будет падать несмотря на то, что в интервалы, когда выпрямительные диоды находятся в проводящем состоянии, конденсатор по-прежнему будет заряжаться до амплитудного значения входного напряжения.

Таким образом, при малых токах нагрузки режим работы диодов определяется, в основном, емкостью, так как энергия, запасенная в индуктивности, будет также мала и потому влияние ее будет незначительно.

При увеличении тока нагрузки угол отсечки анодного тока диодов возрастает из-за более быстрого разряда конденсатора, а влияние индуктивности становится более заметным. При некоторой величине постоянного тока  $I_a$  угол отсечки анодного тока каждого диода достигает  $180^\circ$ , после чего диоды начинают работать в режиме, соответствующем простому индуктивному фильтру.

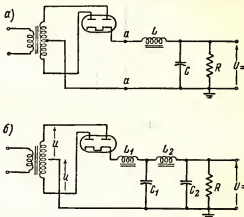


Рис. 10-16. Г-образный однозвенный фильтр с индуктивностью на входе.

На нагрузочной характеристике, приведенной на рис. 10-17, *a*, критическое значение тока  $I_{кр}$  соответствует началу участка характеристики, на котором выходное напряжение почти не изменяется с ростом тока нагрузки. Работа фильтра на этом участке определяется индуктивностью. Так как хорошая нагрузочная характеристика получается только при токах, превышающих  $I_{кр}$ , выпрямитель должен

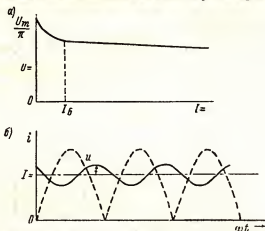


Рис. 10-17. Нагрузочная характеристика Г-образного фильтра (*a*). Ток на выходе фильтра (*b*).

всегда работать при больших токах нагрузки. Если характер полезной нагрузки выпрямителя таков, что ее ток может временно уменьшаться почти до нуля, то для получения стабильного значения выпрямленного напряжения на выходные клеммы фильтра параллельно полезной нагрузке включают дополнительное балластное сопротивление  $R_B$ .

Величина последнего выбирается таким образом, чтобы ток через него был равен  $I_{кр}$ .

В дальнейшем, сопротивление нагрузки, обозначаемое через  $R$ , будет включать в себя и балластное сопротивление  $R_B$ , подсоединенное параллельно реальной полезной нагрузке. На участке нагрузочной характеристики, где напряжение остается примерно постоянным при изменении тока нагрузки и диоды работают с углом отсечки, равным  $180^\circ$ , ко входным клеммам фильтра  $a-a'$  (рис. 10-16, *a*) приложено двух-

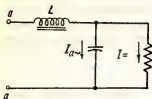


Рис. 10-18. Разветвление переменного и постоянного составляющих выходного тока.

полупериодное выпрямленное напряжение, которое может быть представлено рядом Фурье согласно (10-15) или (10-41). Величины  $L$  и  $C$ , используемые в однозвенном Г-образном фильтре, обычно имеют следующий порядок:  $L \approx 20 \text{ гн}$ ,  $C \approx 20 \text{ мкф}$ .

Во входном напряжении фильтра превалирует вторая гармоника переменного напряжения, питающего выпрямитель. Для нее при

частоте сети 60 *гц* реактивные сопротивления элементов фильтра будут соответственно равны  $X_L = 15\,000\text{ ом}$  и  $X_C = 66\text{ ом}$ . Поэтому можно считать, что  $X_C$  пренебрежимо мало по сравнению с сопротивлением параллельной цепи, состоящей из сопротивления полезной нагрузки и балластного сопротивления. Следовательно, переменные составляющие выпрямленного тока потекут через  $C$ , а его постоянная составляющая — через  $R$  (рис. 10-18).

Эффективное значение второй гармоники тока находим из уравнения соответствующего члена ряда (10-41)

$$|I_2| = \frac{4 U_m}{3 \sqrt{2} \pi \left( 2\omega L - \frac{1}{2\omega C} \right)} = \frac{4 U_m \omega C}{3 \sqrt{2} \pi (4\omega^2 LC - 1)} \quad (10-47)$$

Ток второй гармоники, протекая через  $C$ , вызывает появление напряжения второй гармоники на нагрузке, равного

$$|U_2| = \frac{4 U_m}{3 \sqrt{2} \pi (4\omega^2 LC - 1)}.$$

Считая приближенно, что пульсации определяются целиком напряжением второй гармоники, можно найти коэффициент пульсаций на выходе Г-образного фильтра, который будет

$$\frac{|U_2|}{U_m} = \frac{|U_2|}{2U_m/\pi} = \frac{\sqrt{2}}{3(4\omega^2 LC - 1)} = \frac{0,47}{4\omega^2 LC - 1} \quad (10-48)$$

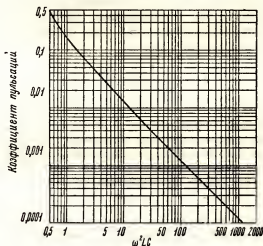


Рис. 10-19. Кривые зависимости коэффициента пульсаций от произведения  $\omega^2 LC$  для однозвенного Г-образного фильтра.

Если ток нагрузки непрерывен, коэффициент пульсаций не будет зависеть от его величины. Из кривой зависимости коэффициента пульсации Г-образного фильтра от  $\omega^2 LC$  (рис. 10-19) непосредственно

видно, что пульсации на выходе однозвенного Г-образного фильтра получаются значительно меньше, чем в случаях, когда применяются  $L$  и  $C$  порознь. Влияние изменения  $C$  на величину пульсаций иллюстрирует осциллограмма, приведенная на рис. 10-20.

Значения  $L$  и  $C$  при проектировании фильтра следует выбирать таким образом, чтобы не имело места равенство  $4\omega^2 LC = 1$ , так как при

этом (из-за последовательного резонанса на второй гармонике) пульсации будут весьма велики. Для дальнейшего уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения включают второе дополнительное звено фильтра (см. рис. 10-16, б). Используя только что полученные соотношения, получим следующее выражение для коэффициента пульсаций двухзвенного Г-образного фильтра:

$$\text{Коэффициент пульсаций} = \frac{0,47}{(4\omega^2 L_1 C_1 - 1)(4\omega^2 L_2 C_2 - 1)} \quad (10-49)$$

Рис. 10-20. Влияние емкости  $C$  в Г-образном фильтре ( $C = 0$ ; 2; 10 мкф) на величину напряжения пульсаций; ( $L = 10$  мн).

идентичных Г-образных звеньев и обозначить допустимый коэффициент пульсаций через  $K_p$ , то, преобразуя (10-49), можно определить требуемую величину произведения  $LC$  для каждого из звеньев при двухполупериодном выпрямлении:

$$LC = \frac{1}{4\omega^2} \left[ 1 + \left( \frac{0,47}{K_p} \right)^{1/n} \right], \quad (10-50)$$

где  $L$  и  $C$  выражены соответственно в генри и в фарадах.

Индуктивность дросселя фильтра обычно берут  $4 \div 20$  мн и емкость конденсатора — от 4 до 80 мкф. При напряжении до 400 в используются электролитические конденсаторы, а при более высоких напряжениях — конденсаторы с бумажным, пропитанным маслом диэлектриком.

### 10-7. Балластное нагрузочное сопротивление и критическая величина входной индуктивности Г-образного фильтра

При расчете фильтра необходимо также определить величину балластного сопротивления, обеспечивающего работу на плоском участке нагрузочной характеристики выпрямителя (рис. 10-17, а). В двухполупериодном выпрямителе с однозвенным фильтром ток в нагрузке будет непрерывен при  $I_n = I_{\text{кр}}$ , т.е. при значении, равном току в балластном сопротивлении. При этом отрицательная полуволна тока

касается оси абсцисс (рис. 10-21). В условиях, когда  $R = R_B$ , т.е. при отсутствии внешней нагрузки

$$I_- = I_{m2}$$

где  $I_{m2}$  — амплитуда доминирующей (второй) гармоники тока.

Используя равенство  $I_- = 2U_m/\pi R$  и значение  $I_{m2}$  из (10-47), перепишем это равенство в виде:

$$\frac{2U_m}{\pi R_B} = \frac{4U_m}{3\pi(2\omega L - 1/2\omega C)}.$$

Как ранее было показано,  $2\omega L \gg \gg 1/2\omega C$ , откуда

$$R_B = 3\omega L, \quad (10-51)$$

или для частоты питающего напряжения равной 60 гц

$$R_B = 1131 L \quad (10-52)$$

и для частоты 50 гц

$$R_B = 945 L.$$

Часто используемое значение  $R_B = 1000 L$  дает хорошее приближение к теоретическому значению, получаемому для этих частот.

Ток в балластном сопротивлении

$$I_{кр} = \frac{2U_m}{\pi R_B} = \frac{2U_m}{3\pi\omega L} = 0,000562 \frac{U_m}{L} \text{ а,} \quad (10-53)$$

что справедливо для двухполупериодного выпрямителя, питаемого от сети переменного тока частотой 60 гц.

Для уменьшения потерь мощности постоянного тока в балластном сопротивлении  $R_B$  необходимо, чтобы это сопротивление было велико, т.е. чтобы критический ток  $I_{кр}$  был возможно меньше. Критическое значение тока  $I_{кр}$  может быть уменьшено увеличением  $R_B$  и  $L$  в соответствии с (10-52), что приводит дополнительно к увеличению входного импеданса фильтра и к уменьшению тока второй гармоники  $I_{m2}$  на его выходе. Увеличение индуктивности  $L$  приведет, в свою очередь, к росту ее стоимости; может оказаться, что величина индуктивности будет больше, чем это необходимо для получения заданной величины пульсаций. Такое несоответствие может быть устранено применением в качестве индуктивности «насыщенного» дросселя, имеющего большое число витков и малое сечение железного сердечника, или же переводом дросселя в режим насыщения простым уменьшением воздушного зазора в сердечнике. Частичное насыщение железа, возникающее при больших значениях  $I_-$ , допустимо, так как согласно (10-53) критическое значение индуктивности дросселя при больших токах будет мало, и потому его индуктивность здесь будет достаточна для заданного ограничения пульсаций.

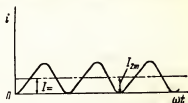


Рис. 10-21. Ток в нагрузке при  $I_- = 1$ .

По мере уменьшения  $I_m$  индуктивность дросселя возрастает до значений, достаточных для удовлетворения критерия (10-52) при малых токах нагрузки и при соответственно большом  $R_B$ . Такой насыщенный дроссель, или дроссель с нелинейной индуктивностью, будет работать лучше, чем дроссель с большим сечением сердечника либо с воздушным зазором, достаточным для исключения насыщения при всех возможных значениях тока нагрузки.

Действительно, дроссель с нелинейной индуктивностью улучшает динамические свойства фильтра. Вследствие того, что при больших токах индуктивность дросселя мала, резкое возрастание мгновенных значений тока нагрузки не приводит к подобному же возрастанию импульса анодного тока выпрямительного диода, так как возрастание тока здесь происходит главным образом за счет увеличения разрядного тока конденсатора.

Дроссели с насыщением нашли широкое применение в фильтрах выпрямительных устройств, предназначенных для питания усилителей и иной радиоаппаратуры, где имеются резкие изменения мгновенных значений тока нагрузки, как, например, в усилителях класса В.

В многозвенных фильтрах дроссели с нелинейной индуктивностью используются только в первом звене; все остальные звенья не оказывают существенного влияния на характер анодного тока выпрямительных диодов.

Отрицательный провод в большинстве электронных устройств заземляется. Это определяет то обстоятельство, что дроссель, как правило, не включается в отрицательный провод выпрямителя. Если же он так включен, то к нему последовательно с емкостью между вторичной и первичной обмотками трансформатора будет приложено напряжение вторичной обмотки трансформатора (рис. 10-22). Это напряжение вызовет ток в дросселе с частотой 60 *Гц*, который увеличит пульсации на выходе фильтра.

### 10-8. П-образный фильтр

Для получения при одном и том же трансформаторе на выходе выпрямителя более высокого напряжения, приблизительно равного  $U_m$ , на вход Г-образного фильтра добавляется конденсатор (рис. 10-23, а). Подобное фильтрующее звено называется П-образным фильтром. Из-за некоторой неопределенности моментов начала и конца интервала проводимости диода точный анализ работы П-образного фильтра затруднителен. Однако же, если конденсатор  $C_1$  достаточно велик (обычно 2—20 *мкФ*), то он заряжается до амплитудного значения напряжения трансформатора, а напряжение на нем  $u_c$  после окончания процесса заряда будет изменяться точно так же, как и в случае простого емкостного фильтра. Это иллюстрируется рис. 10-23, б, на котором следует обратить внимание на остроконечную форму импульсов анодного тока выпрямительного диода и их значительную амплитуду. Подобный импульсный ток может вывести из строя катод выпрямительной лампы, если с выпрямителя снимается большой ток нагрузки  $I_m$ .

Будем считать, что ток разряда конденсатора в интервале времени, когда выпрямительные диоды заперты, остается постоянным, как это было принято при анализе работы простого емкостного фильтра. Это предположение так же означает, что будет постоянен и ток, текущий через дроссель  $L$ , или что индуктивность дросселя достаточно велика, для того чтобы обеспечить малую пульсационную составляющую тока нагрузки. Среднее значение постоянного выходного напряжения будет

$$U_m = U_m - \frac{U_n}{2} - I_m R_L,$$

где  $R_L$  — омическое сопротивление дросселя.

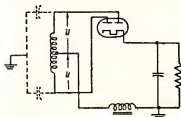


Рис. 10-22. Нерекомендуемая схема включения дросселя в отрицательный провод выпрямителя.

Удвоенная амплитуда пульсаций  $\hat{U}_n$  может быть найдена из того условия, что значение  $C_1$  — велико, а угол проводимости диода близок к нулю. Время разряда конденсатора может быть принято равным длительности одного полупериода второй гармоники, или  $\tau = 1/4f$ . Учитывая, что

$$\hat{U}_n = \frac{q}{C_1} = \frac{I_m \tau}{C_1} = \frac{\pi I_m}{2\omega C_1},$$

выходное постоянное напряжение будет

$$U_m = U_m - I_m \left( \frac{\pi}{2\omega C_1} + R_L \right), \quad (10-54)$$

откуда следует, что уменьшение выпрямленного выходного напряжения с возрастанием тока нагрузки является функцией  $C_1$ , причем увеличение емкости этого конденсатора улучшает нагрузочную характеристику выпрямителя.

Рассмотренные выше зависимости иллюстрируют осциллограммы, приведенные на рис. 10-24, которые показывают влияние емкости

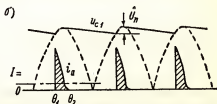
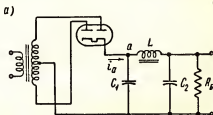


Рис. 10-23. Фильтр с емкостью на входе (а). Приближенная форма кривой анодного тока диода и напряжения на  $C_1$  (б).

конденсатора  $C_1$  на величину выпрямленного напряжения  $U_m$  и амплитуду пульсаций. Однако в реальных выпрямительных устройствах напряжение пульсаций на выходных клеммах определяется емкостью второго конденсатора фильтра  $C_2$  и потому считают, что первый конденсатор П-образного звена С влияет, главным образом, на нагрузочную характеристику выпрямителя.

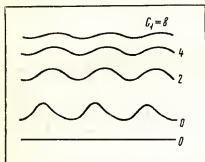


Рис. 10-24. Влияние увеличения входной емкости фильтра на амплитуду пульсаций (все кривые отложены от нулевой оси, соответствующей  $U = 50; 120; 160; 190$  в в восходящем порядке).

Если форму напряжения пульсаций, показанных на рис. 10-23, б, считать приближенно треугольной, это напряжение может быть выражено следующим рядом Фурье:

$$u_n = \frac{\hat{U}_n}{\pi} \sin 2\omega t - \frac{\hat{U}_n}{2\pi} \sin 4\omega t + \frac{\hat{U}_n}{3\pi} \sin 6\omega t - \dots \quad (10-55)$$

Напряжение пульсаций приложено ко входным клеммам фильтра в точках  $a, a'$  (рис. 10-23, а). Полагая, что вторая гармоника доминирует в пульсационной составляющей тока, текущего через дроссель  $L$ ,

и что  $1/2\omega C_2 \ll R$  ( $R$  — сопротивление параллельной цепи, состоящей из полезной нагрузки и балластного сопротивления), запишем выражение для напряжения второй гармоники на сопротивлении  $R$  и емкости  $C_2$ .

$$U_2 = \frac{\hat{U}_n}{\sqrt{2}} \cdot \frac{-j/2\omega C_2}{j2\omega L - j/2\omega C_2} = \frac{\hat{U}_n}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{4\omega^2 LC_2 - 1}.$$

Используя (10-54) для определения  $\hat{U}_n$ , получаем:

$$|U_2| = \frac{I_m}{2\sqrt{2}\omega C_1} \cdot \frac{1}{4\omega^2 LC_2 - 1}. \quad (10-56)$$

Это напряжение и является напряжением пульсаций на нагрузке. Следовательно, коэффициент пульсаций будет

$$\frac{U_2}{U_m} = \frac{1}{2\sqrt{2}\omega RC_1 (4\omega^2 LC_2 - 1)}. \quad (10-57)$$

Таким образом коэффициент пульсаций для однозвенного П-образного фильтра зависит от сопротивления нагрузки и возрастает с увеличением выходного тока.

Напомним, что в однозвенном Г-образном фильтре коэффициент пульсаций не зависит от тока нагрузки.

Хотя П-образные фильтры сильно нагружают выпрямительные лампы чрезмерными импульсными токами и дают худшие нагрузочные характеристики, чем Г-образные фильтры, они часто используются в реальных выпрямителях, так как позволяют снизить напряжение на вторичной обмотке трансформатора и тем самым уменьшить его стоимость.



### 10-9. Бестрансформаторный выпрямитель, удваивающий сетевое напряжение

Иногда для снижения стоимости выпрямителя его делают без трансформатора, причем в специальных схемах бестрансформаторных выпрямителей можно получить выпрямленное напряжение, превышающее напряжения сети. В данном случае используется удвоитель переменного напряжения (рис. 10-25).

В этой схеме в полупериод, когда верхний провод сети положителен, в проводящем состоянии находится диод  $L_1$ , заряжающий конденсатор  $C_1$  до амплитудного значения входного переменного напряжения. В следующий полупериод в проводящем состоянии будет находиться диод  $L_2$ , который заряжает конденсатор  $C_2$  до амплитудного значения отрицательной полуволны напряжения сети. В выходной цепи выпрямителя конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  включены последовательно, что дает на выходе, при отсутствии тока нагрузки, напряжение, равное удвоенной амплитуде входного переменного напряжения.

Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  должны быть достаточно велики для того, чтобы в интервалах между процессами заряда напряжение на выходе выпрямителя заметно не уменьшалось. Падение выходного напряжения при увеличении тока нагрузки обратно пропорционально величине используемых конденсаторов.

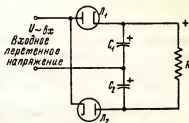


Рис. 10-25. Схема удвоителя напряжения.

### 10-10. Проектирование выпрямителей

При проектировании реальных выпрямителей следует учитывать, что все приведенные выше уравнения были получены при пренебрежении индуктивностью рассеяния трансформатора и большинство из них — при пренебрежении внутренним сопротивлением выпрямительных диодов. Поэтому в действительности напряжение на вторичной обмотке трансформатора должно быть несколько больше значения, получаемого из приведенных выше расчетных формул. Внутреннее сопротивление диода может быть определено из его статической характеристики.

При расчете вторичной обмотки трансформатора задаются переменным напряжением (в вольтах) относительно средней точки обмотки и максимальным выпрямленным током, который выпрямитель может отдать.

Обмотка, питающая цепь накала (катод или подогреватель) выпрямительной лампы, должна иметь изоляцию относительно земли, рассчитанную на полное выпрямленное выходное напряжение, так как в большинстве выпрямителей катоды диодов находятся относительно земли под напряжением, равным выходному.

Лампы должны быть выбраны с учетом следующих требований:  
*Допустимая амплитуда обратного напряжения.* Электрическая прочность диода должна быть рассчитана на амплитудное обратное напряжение, т.е. на максимальное значение напряжения на лампе, которое может иметь место в выпрямителе. Для обеспечения надежной работы рекомендуется, чтобы амплитуда обратного напряжения была несколько меньше допустимого значения этой величины для выбранной лампы.

В однополупериодной схеме выпрямления с емкостным фильтром амплитуда обратного напряжения равна  $U_m + U_m$ , так как постоянное выходное напряжение имеет такую полярность, что оно складывается с амплитудой переменного напряжения в отрицательный полупериод. В двухполупериодной схеме амплитуда обратного напряжения равна  $2U_m$  во всех случаях.

*Допустимый ток в импульсе.* Срок службы лампы ограничивается обычно потерей эмиссионной способности катода. Ухудшение эмиссионной способности катода в импульсном режиме работы наступает в несколько раз быстрее, чем при работе в режиме непрерывного тока, равного среднему значению тока в импульсе. Выпрямитель должен быть спроектирован таким образом, чтобы анодный ток в импульсе не превышал максимально допустимого значения этой величины для катодного выбранного типа.

*Среднее значение анодного тока лампы.* В схеме с однозвенным Г-образным фильтром, где анодный ток лампы остается более или менее постоянным и равным средней за период величине, мощность, рассеиваемая на аноде, пропорциональна среднему току лампы.

*Мощность, рассеиваемая на аноде выпрямительного диода* не должна превосходить максимально допустимого значения. Иначе остаточные газы, выделяющиеся из перегретого анода, приведут к повреждению лампы или к сокращению ее срока службы.

Однако в схемах с конденсатором на входе фильтра при возрастании тока нагрузки лампа перегружается по значению анодного тока в импульсе значительно раньше, чем будет достигнута перегрузка анода по рассеиваемой на нем мощности.

*Пример.* Двухполупериодный выпрямитель с однозвенным Г-образным фильтром должен отдавать на выходе постоянное напряжение 250 в при выпрямленном токе 100 ма.

Определить требуемые параметры ламп и рассчитать трансформатор — балластное сопротивление и амплитуду напряжения пульсаций, если задано: усредненное внутреннее сопротивление выпрямительного диода  $R_{\text{ср}} = 250 \text{ ом}$ ;  $R_L$  активное сопротивление дросселя = 400 ом;  $L = 10 \text{ гн}$ ;  $C = 20 \text{ мкф}$  и частота переменного сетевого напряжения  $f = 60 \text{ гц}$ .

Сопротивление параллельной цепи, состоящей из полезной нагрузки и балластного сопротивления, будет

$$R = \frac{250}{0,1} = 2500 \text{ ом.}$$

Используя (10-43) и тот факт, что в фильтре с дроссельным входом должно быть  $I_{\text{эф}} \approx I$ , определяем требуемую амплитуду напряжения на входе выпрямителя:

$$U_m = \frac{\pi U_m}{2} \left( 1 + \frac{R_L}{R} \right) + I_m R_{\text{ср}} = \frac{\pi 250}{2} \left( 1 + \frac{400}{2500} \right) + 0,1 \cdot 250 = 480 \text{ в.}$$

Таким образом, эффективное напряжение каждой половины вторичной обмотки трансформатора должно быть  $480/\sqrt{2} = 340 \text{ в.}$  При этом не учитывалось собственное активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора. Для компенсации падения напряжения на данном сопротивлении выходное напряжение трансформатора должно быть несколько больше полученного выше, а именно не  $340-0-340 \text{ в.}$ , а примерно  $360-0-360 \text{ в.}$

Максимально допустимый средний ток каждой лампы должен быть не меньше  $\frac{100}{2} = 50 \text{ ма.}$  При индуктивном входе фильтра импульсный ток выпрямительных диодов можно не рассчитывать, так как анодный ток в импульсе не будет значительно превышать среднее значение анодного тока. При емкостном входе фильтра импульсный ток обязательно следует рассчитать (он может превысить максимально допустимое для лампы значение).

Балластное сопротивление может быть найдено из (10-52)

$$R_B \approx 1000 L = 10\,000 \text{ ом,}$$

откуда

$$I_{\text{кр}} = \frac{2U_m}{3\pi\omega L} = \frac{2 \cdot 480}{3\pi \cdot 377 \cdot 10} = 0,027 \text{ а} = 27 \text{ ма.}$$

Коэффициент пульсаций находится из выражения (10-48).

$$\text{Коэффициент пульсаций} = \frac{0,47}{4\omega^2 LC - 1} = \frac{0,47}{4 \times 377^2 \times 10 \times 20 \times 10^{-6}} = 0,00413.$$

Эта же величина могла бы быть получена и непосредственно из кривой, приведенной на рис. 10-19 для постоянной  $\omega^2 LC = 377^2 \times 10 \times 20 \times 10^{-6} = 23,4$ . При данном значении коэффициента пульсаций на один вольт выпрямленного напряжения приходится  $4 \text{ мв}$  напряжения пульсаций, что при  $250 \text{ в}$  выпрямленного напряжения соответствует  $0,1 \text{ в}$  полного эффективного напряжения пульсаций на выходе выпрямителя. Такая величина пульсаций слишком велика для большинства электронной аппаратуры, и потому в фильтре должно быть добавлено еще одно Г-образное звено.

## 10-11. Стабиловольты

Внутреннее сопротивление обычных выпрямителей и фильтров довольно велико, вследствие чего при изменении выпрямленного тока в нагрузке будет заметно изменяться и выходное напряжение. Кроме

того, последнее зависит и от напряжения сети. Для работы же большинства радиоэлектронных устройств необходимо, чтобы питающие напряжения не изменялись ни при изменениях сетевого напряжения, ни при изменениях тока нагрузки.

В качестве одного из простейших стабилизаторов напряжения могут служить лампы тлеющего разряда с холодным катодом, называемые стабилivolтами, или реже стабилотронами.

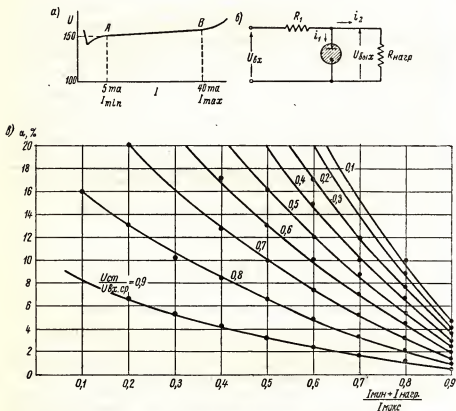


Рис. 10-26. Вольтамперная характеристика стабилivolта (а). Стабилизатор напряжения со стабилivolтом (б). Расчетные кривые для определения пределов стабилизации стабилivolта по току и напряжению (в).

Как уже говорилось выше, (раздел 2-13) после зажигания тлеющего разряда напряжение на нем остается постоянным при изменении тока разряда в широких пределах; плотность тока в нормальном тлеющем разряде является величиной постоянной. При малом токе стабилivolта светящегося разрядное пятно покрывает только часть поверхности катода. По мере того, как ток лампы увеличивается, площадь светящегося катодного пятна также растет, а напряжение на лампе

остается неизменным. После того, как катод полностью покрывается светящимся пятном, дальнейшее увеличение тока приводит к относительно быстрому возрастанию напряжения на лампе: тлеющий разряд здесь из нормального переходит в аномальный. Работать в области аномального тлеющего разряда нельзя, так как при этом срок службы лампы сильно уменьшается, а при «глубоком» заходе в область аномального тлеющего разряда последний самопроизвольно переходит в разряд иного вида. Это сопровождается резким возрастанием разрядного тока и лампа мгновенно погибает.

При очень малом разрядном токе лампа работает неустойчиво.

Между граничными значениями тока 5 и 40 *ма* изменение напряжения на лампе обычно не превышает 1—4 *в* (рис. 10-26). Для каждого типа стабиливольта рекомендуется определенное рабочее значение тока, при котором напряжение на лампе остается наиболее стабильным.

В рабочей точке коэффициент стабилизации стабилотрона относительно питающего напряжения имеет порядок 50—100. Иными словами при изменении питающего напряжения на 10% напряжение на стабиливольте изменяется всего на 0,1—0,2%.

Рабочее (стабильное) напряжение стабиливольта определяется его конструкцией и составом и давлением газового наполнения. Наиболее распространенные типы стабиливольта дают возможность получать стабильное выходное напряжение 75, 90, 105 и 150 *в*.

Несколько ламп разных типов может быть соединено последовательно для получения рабочего напряжения, равного сумме рабочих напряжений каждой из них.

Выпускаются комбинированные стабиливольты, внутри которых имеется несколько разрядных промежутков. Полное стабилизированное напряжение подобных ламп достигает 600, даже 850 *в*, причем подобную лампу можно использовать и как делитель стабилизированного напряжения, так как от каждого из электродов ее разрядных промежутков дается вывод на цоколь лампы.

За самые последние годы разработаны и выпущены новые высоковольтные газоразрядные лампы для стабилизации питающих напряжений. Эти лампы работают при разряде коронного типа и отдают стабилизированное напряжение до 40—80 киловольт. Кроме того, в настоящее время выпускаются специальные полупроводниковые приборы — ценеровские диоды, дающие стабилизированное напряжение от нескольких вольт до нескольких десятков вольт.

Напряжение источника питания стабиливольта с тлеющим разрядом должно быть всегда несколько больше получаемого стабилизированного напряжения. Напряжение зажигания тлеющего разряда обычно на  $20 \div 50$  *в* превышает напряжение горения стабильного тлеющего разряда. При фиксированном значении или малых изменениях тока нагрузки ток стабиливольта должен быть примерно равен среднему арифметическому граничных значений тока. Сумма токов  $i_1 + i_2$  (где  $i_1$  — ток стабиливольта и  $i_2$  — ток полезной нагрузки) вызывает падение напряжения на  $R_1$ , равное разности между нестабилизированным питающим напряжением  $U_{вх}$  и напряжением горения стабилотрона  $U_{ст}$ .

При возрастании тока нагрузки увеличивается падение напряжения на сопротивлении  $R$  и ток стабиловольта уменьшается. Ничтожно малое изменение напряжения на стабиловольте вызывает значительное изменение его тока, благодаря чему полный ток в сопротивлении  $R$  и падение напряжения на нем ( $i_1 + i_2$ )  $R_1$  остаются практически постоянными.

Изменения питающего нестабилизированного напряжения будут вызывать такие изменения тока стабиловольта  $i_1$ , при которых падение напряжения на  $R_1$  будет равно новому значению разности между нестабилизированным напряжением  $U_{вх}$  и почти неизменным стабилизированным напряжением  $U_{ст}$ . Сопротивление  $R_1$  может быть выбрано из условия

$$R_1 = \frac{U_{вх} - U_{ст}}{I_{\max}}, \quad (10-58)$$

где  $I_{\max}$  — максимально допустимый ток стабиловольта при нулевом токе нагрузки.

Следовательно, изменения тока в полезной нагрузке стабиловольта могут происходить от 0 до ( $I_{\max} - I_{\min}$ ), где  $I_{\min}$  равно минимально допустимому току стабиловольта.

Стабилитроны применяются для стабилизации анодного питания усилителей. При использовании усилительных ламп с косвенным подогревом катода, имеющих большую тепловую инерцию, в течение некоторого интервала времени, пока лампы прогреваются, анодный ток отсутствует, т.е. сопротивление нагрузки стабиловольта  $R_{нагр}$  будет очень велико. Для обеспечения зажигания стабилитрона в этом случае достаточно, чтобы наименьшее возможное значение напряжения  $U_{вх}$  было больше напряжения зажигания стабилитрона.

Рассмотренные выше стабилизаторы напряжения на стабиловольтах вполне удовлетворительно работают в случаях, когда потребление тока не превышает допустимых стабиловольтом значений и требуемые питающие напряжения могут быть получены от одного или нескольких соединенных последовательно стабиловольтов с одним разрядным промежутком, либо от комбинированного стабиловольта с несколькими разрядными промежутками.

*Пример.* Рассчитать стабилизированный источник напряжения, дающий стабилизированное напряжение 150 в при токе нагрузки 30 ма. Стабиловольт питается от нестабилизированного напряжения  $250 \pm 30$  в.

Для получения 150в на выходе выбираем стабиловольт, имеющий следующие данные: напряжение горения  $U_{ст} = 150$  в, напряжение зажигания  $U_z = 160$  в и граничные значения тока на рабочем участке характеристики 5 и 40 ма. Изменение напряжения на стабиловольте на данном участке характеристики не превышает 4 в.

Из уравнения (10-58) определяем величину сопротивления  $R_1$ . Полагая, что ток стабиловольта  $I_1 = 10$  ма, получим

$$I_1 + I_2 = 40 \text{ ма.}$$

Следовательно,

$$R_1 = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{ст}}}{I_1 + I_2} = \frac{250 - 150}{0,010 + 0,030} = 2500 \text{ ом}$$

и сопротивление нагрузки будет равно

$$150/0,030 = 5000 \text{ ом.}$$

При отсутствии нагрузки (или непрогретых лампах) падение напряжения на сопротивлении  $R_1$  до момента зажигания стабилитрона будет ничтожно мало и стабилитрон зажжется. Максимальный ток через стабилитрон при этих условиях будет

$$I_{\text{max}} = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{ст}}}{R_1} = \frac{(250 + 30) - (150 - 4)}{2500} = 51 \text{ ма,}$$

что превышает максимально допустимое значение.

Следовательно, при определении величины сопротивления  $R_1$  в (10-58) нужно поставить наибольшее возможное значение  $U_{\text{вх}}$ , что даст

$$R_1 = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{ст}}}{I_{\text{max}}} = \frac{280 - 150}{0,040} = 3250 \text{ ом.}$$

Однако при данном значении сопротивления  $R_1$  стабилитрон будет стабильно работать только при входном напряжении, превышающем 263 в, так как даже при минимально допустимом токе стабилитрона  $I_{\text{min}} = 5 \text{ ма}$ , падение напряжения на сопротивлении  $R_1$  составляет

$$U_R = (I_{\text{min}} + I_2) R_1 = (0,005 + 0,030) 3240 = 113 \text{ в}$$

и выходное напряжение

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{ст}} + U_R = 150 + 113 = 263 \text{ в.}$$

Учитывая, что по заданным условиям входное напряжение может изменяться в пределах  $250 \pm 30 \text{ в}$ , т.е. от 220 до 280 в, получим, что рассчитанный стабилизатор условиям задачи не удовлетворяет.

Еще худшие соотношения получаются в рассчитанном стабилизаторе, если сопротивление нагрузки будет включено в момент зажигания стабилитрона.

Входное напряжение  $U_{\text{вх}}$  до зажигания стабилитрона распределяется на омическом делителе напряжения, состоящем из сопротивления  $R_1$  и сопротивления нагрузки  $R_{\text{нагр}}$ , причем напряжение на негорящем стабилитроне, включенном параллельно сопротивлению нагрузки, равняется

$$U_{\text{ст}} = U_{\text{вх}} \frac{R_{\text{нагр}}}{R_1 + R_{\text{нагр}}} = U_{\text{вх}} \frac{5000}{5000 + 3240} = 0,607 U_{\text{вх}}.$$

Так как напряжение зажигания стабилитрона равно 160 в, получим, что он сможет зажечься только в случае, когда входное напряжение  $U_{вх}$  будет не меньше 264 в, т.е. при

$$U_{вх} \geq \frac{160}{0,607} = 264 \text{ в.}$$

Используя стабилитрон СГ-4С для обеспечения надежной работы стабилизатора при токе в нагрузке 30 ма и напряжении на ней равном 150 в, необходимо подавать входное напряжение, изменяющееся в пределах, не превосходящих 264—280 в, или же при заданных пределах изменения входного напряжения уменьшить ток нагрузки до 16,5 ма, что нетрудно проверить, пользуясь приведенными выше формулами.

Из рассмотренного примера следует, что пределы стабилизации по входному напряжению, т.е. пределы изменения входного напряжения, при которых стабилитрон будет устойчиво работать, уменьшаются с расширением пределов стабилизации по току, т.е. с расширением пределов изменения тока в полезной нагрузке. Кроме того, пределы стабилизации по току и по напряжению расширяются с возрастанием входного напряжения  $U_{вх}$  или, точнее, с увеличением отношения  $\frac{U_{ст}}{U_{вх}}$ .

Эти отношения нетрудно показать и в общем виде.

Если входное напряжение будет задано в форме  $(1 + \alpha) U_{вхсп}$ , уравнение (10-58) будет иметь вид

$$R_1 = \frac{(1 + \alpha) U_{вхсп} - (U_{ст} + \Delta)}{I_{max}}$$

и условия горения стабилитрона определяются отношением

$$U_{вхmin} = (1 - \alpha) U_{вхсп} = U_{ст} + R_1 (I_{min} + I_{нагр}).$$

Исключив  $R_1$  и решая полученное уравнение относительно  $\alpha$ , получим, пренебрегая приращением стабильного напряжения  $\Delta$ :

$$\alpha = \left[ 1 + \frac{U_{ст}}{U_{вхсп}} \right] : \left[ \frac{1 + (k + \beta)}{1 - (k + \beta)} \right],$$

где

$$k \approx \frac{I_{min}}{I_{max}} \quad \text{и} \quad \beta = \frac{I_{нагр}}{I_{max}}.$$

Кривые зависимости относительного изменения входного напряжения  $\alpha$ , при котором может быть обеспечена нормальная работа стабилитрона

$$\alpha = f \left[ \frac{I_{нагр} + I_{min}}{I_{max}}, \frac{U_{ст}}{U_{вхсп}} \right],$$

приведенные на рис. 10-26, в, подтверждают сформулированные выше зависимости и могут быть использованы в практических расчетах стабилизаторов.



Путем элементарных преобразований уравнения горения стабилизатора и уравнения его зажигания при включенной активной нагрузке можно представить условия горения и зажигания стабилотропта в следующем виде:

$$\frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{ст}}}{U_{\text{вх max}} - U_{\text{ст}}} \geq \frac{(I_{\text{min}} + I_{\text{нагр}})}{I_{\text{max}}} \dots \text{условие горения};$$

$$\frac{U_{\text{вх min}} - U_3}{U_{\text{вх max}} - U_{\text{ст}}} \geq \frac{U_3}{U_{\text{ст}}} \cdot \frac{I_{\text{нагр}}}{I_{\text{max}}} \dots \text{условие зажигания},$$

или

$$\frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{ст}}}{U_{\text{вх max}} - U_{\text{ст}}} \geq \frac{I_{\text{min}} + I_{\text{нагр}}}{I_{\text{max}}} + \left[ \frac{\Delta U_3}{U_{\text{ст}}} \left( \frac{I_{\text{нагр}}}{I_{\text{max}}} + \frac{I_{\text{ст}}}{U_{\text{вх min}} - U_{\text{ст}}} \right) - \frac{I_{\text{min}}}{I_{\text{max}}} \right],$$

где  $\Delta U_3$  — разность между напряжением зажигания стабилотропта  $U_3$  и напряжением его горения  $U_{\text{ст}}$

$$\Delta U_3 = U_3 - U_{\text{ст}}.$$

## 10-12. Стабилизаторы напряжения с вакуумными лампами

Для получения плавно изменяемых выходных напряжений вместо стабилотропов используют различные электронные схемы.

При стабилизации анодного напряжения электронно-лучевых трубок и в случаях, когда не требуется значительного выходного тока, может быть применена схема, показанная на рис. 10-27.

Если изменение входного напряжения равно  $\Delta U_{\text{вх}}$ , то изменение напряжения на управляющей сетке пентода будет

$$\Delta U_c = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Delta U_{\text{вх}}. \quad (10-59)$$

Результирующее изменение выходного напряжения может быть найдено из соотношения

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вх}} - \Delta I R_3, \quad (10-60)$$

а приращение анодного тока пентода

$$\Delta I = S \Delta U_c = \frac{S R_2}{R_1 + R_2} \Delta U_{\text{вх}},$$

откуда

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вх}} - \frac{S R_2 R_3}{R_1 + R_2} \Delta U_{\text{вх}}. \quad (10-61)$$

Отношение изменения выходного напряжения  $\Delta U_{\text{вых}}$  при заданном изменении входного напряжения  $\Delta U_{\text{вх}}$  на  $1\%$ , будет

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = 1 - \frac{S R_2 R_3}{R_1 + R_2}. \quad (10-62)$$

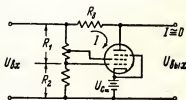


Рис. 10-27. Схема стабилизатора напряжения для малых токов нагрузки с параллельно включенной лампой.

Если сопротивления  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  подобраны таким образом, что выполняется равенство

$$S = \frac{R_1 + R_2}{R_2 R_3}, \quad (10-63)$$

изменения входного напряжения не окажут никакого влияния на величину выходного напряжения.

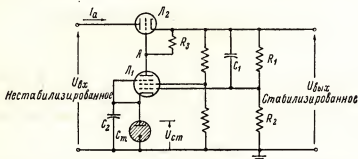


Рис. 10-28. Типовая схема лампового стабилизатора напряжения.

Если, например,  $R_1 = 20 \cdot 10^6$  ом,  $R_2 = 2 \cdot 10^6$  ом,  $R_3 = 2 \cdot 10^4$  ом, то для получения отношения  $\Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}}$ , равного нулю, крутизна лампы  $S$  должна быть равна 0,55 ма/в.

При больших токах нагрузки используется схема лампового стабилизатора (рис. 10-28) обеспечивающая хорошую стабилизацию при изменении нагрузки в широких пределах. Лампа  $L_2$  — обычно мощный триод — работает в качестве переменного сопротивления, через которое проходит полный ток нагрузки. Для получения большего выходного тока несколько однотипных ламп может быть соединено параллельно. В рассматриваемой схеме максимальное значение выходного тока ограничивается максимально допустимым током лампы  $L_2$  и мощностью, рассеиваемой ее анодом.

Действующее сопротивление триода  $L_2$  регулируется при помощи выходного сигнала усилителя постоянного тока, который в данной схеме работает на пентоде  $L_1$ . Лампа  $L_1$  сравнивает часть выходного напряжения  $\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{k}$  с некоторым опорным напряжением, причем в качестве последнего может быть использовано, например, напряжение горения стабилитрона.

Разность между напряжениями  $\frac{U_{\text{вых}}}{k}$  и  $U_{\text{ст}}$  усиливается и подается на управляющую сетку триода  $L_2$ , изменяя тем самым его действующее сопротивление. При увеличении  $U_{\text{вых}}$  напряжение на управляющей сетке  $L_1$  становится более положительным, в результате чего возрастает ток этой лампы и падает напряжение на ее аноде. Уменьшение данного напряжения передается на сетку триода  $L_2$  и вызывает уменьшение его анодного тока, что, в свою очередь, приводит к возрастанию

действующего сопротивления лампы и к уменьшению выходного напряжения до значения, примерно равного исходному.

Выходное напряжение такого стабилизатора не остается абсолютно неизменным, так как для компенсации увеличения или уменьшения входного напряжения  $\Delta U_{вх}$  на управляющую сетку  $L_1$  должно быть подано некоторое, хотя и очень малое, напряжение  $\Delta U_c$ , благодаря которому должно соответствующим образом измениться падение напряжения на  $R_3$  и действующее сопротивление триода  $L_2$ . При этом чем выше коэффициент усиления блоков на лампах  $L_1$  и  $L_2$ , тем меньшее приращение напряжения  $\Delta U_c$  будет достаточно для стабилизации выходного напряжения.

Входное напряжение усилителя постоянного тока  $L_1$

$$U'_c = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{вых} = KU_{вых}. \quad (10-64)$$

Это напряжение должно иметь такую величину, чтобы разность между ним и опорным напряжением  $U_{ст}$ , подаваемым на сетку лампы  $L_1$ , была равна  $(-3) \div (5)\%$ , если лампа является обычным (не варимую) пентодом с коротким хвостом характеристики.

Коэффициент усиления блока на пентоде  $L_1$

$$A_1 = -SR_3.$$

Предположим, что изменение входного напряжения стабилизатора  $\Delta U_{вх}$  вызвало небольшое изменение напряжения на его выходе. Изменение напряжения на сетке лампы  $L_1$ , работающей на усилителе постоянного тока, будет

$$\Delta U_c = K \Delta U_{вых},$$

а на выходе этого блока, т.е. на сопротивлении  $R_3$ , появится напряжение

$$\Delta U_{c1} = -A_1 K \Delta U_{вых}, \quad (10-65)$$

передаваемое на сетку второй лампы — триода  $L_2$ .

При малых изменениях токов и напряжения коэффициент усиления триода

$$\mu_2 = -\frac{\Delta U_a}{\Delta U_{c2}}, \text{ или } \Delta U_a = -\mu_2 \Delta U_{c2}.$$

Следовательно, изменение напряжения на аноде триода  $L_2$  будет

$$U_a = \mu_2 A_1 K \Delta U_{вых} = \Delta U_{вх} - \Delta U_{вых},$$

т.е. равно разности между приращениями входного и выходного напряжения. Таким образом,

$$\Delta U_{вых} = \frac{\Delta U_{вх}}{1 + \mu_2 A_1 K}, \quad (10-66)$$

откуда

$$\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}} = \frac{1}{1 + \mu_2 A_1 K} \approx \frac{1}{\mu_2 A_1 K}, \quad (10-67)$$

что и является основным уравнением лампового стабилизатора напряжения, характеризующим его способность стабилизировать выходное напряжение.

Величина, обратная (10-67), т.е. отношение  $\Delta U_{\text{вх}}/\Delta U_{\text{вых}}$ , называется коэффициентом стабилизации, причем последний увеличивается с возрастанием коэффициентов усиления  $A_1$  и  $K$ .

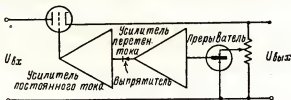


Рис. 10-29. Прецизионный стабилизатор напряжения.

С однокаскадным усилителем постоянного тока может быть получен коэффициент стабилизации порядка 200, что соответствует изменению выходного напряжения на 5мв при изменении входного напряжения на 1в. Введение дополнительных каскадов усиления по постоянному току и использование методов, описанных в главе 8, позволяет увеличить коэффициент стабилизации до значений  $10\,000 \div 20\,000$ .

Типовая блок-схема одного из подобных стабилизаторов, в котором используется усилитель постоянного тока с прерывателем, приведена на рис. 10-29. Конденсатор  $C_1$  в схеме, приведенной на рис. 10-28, предназначен для снижения пульсаций выходного напряжения, так как емкостная связь между выходом стабилизатора и управляющей сеткой триода  $L_1$  позволяет получить  $K = 1$  для пульсационной составляющей этого напряжения. Следовательно, стабилизатор с подобной емкостью дает возможность не только стабилизировать выходное напряжение, но и снизить пульсации на выходе фильтра. Конденсатор  $C_2$  препятствует также возбуждению паразитных высокочастотных колебаний, которые нередко возникают в стабилизовольтах.

Проведенный выше анализ работы лампового стабилизатора относится к случаю, когда изменяется входное напряжение. Однако изменения тока нагрузки могут вызвать изменения выходного напряжения вследствие падения напряжения на внутреннем сопротивлении выпрямителя, фильтра и самого стабилизатора.

На основании (10-65) имеем

$$\Delta U_{c_1} = A_1 K \Delta U_{\text{вых}},$$

опуская знак минуса.

Крутизна  $L_2$

$$S_2 = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{c_1}},$$

откуда

и

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_a &= S_2 \Delta U_{c_1} \\ \Delta I_a &= S_2 A_1 K \Delta U_{\text{вых}} \end{aligned} \right\} \quad (10-68,$$

Эффективное внутреннее сопротивление источника питания равно отношению изменения выходного напряжения к изменению выходного тока, или

$$R_{сг} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_A} = \frac{1}{S_2 A_1 K}. \quad (10-69)$$

Из выражения (10-69) следует, что для повышения стабильности выходного напряжения при изменении тока нагрузки лампа  $L_2$  должна иметь возможно большую крутизну  $S_2$ . При достаточно высоком коэффициенте усиления  $A_1$  может быть получено  $R_{сг}$ , не превосходящее 0,2 ом.

Если изменение тока нагрузки стабилизатора вызывает изменение напряжения  $U_{\text{вх}}$ , имеющегося на выходе фильтра, то при вычислении выходного сопротивления стабилизатора необходимо учитывать внутреннее сопротивление трансформатора, кенотрона и фильтра. Если полное внутреннее сопротивление данных элементов, измеренное на входе стабилизатора, равно  $R_f$ , то из (10-67) и (10-69) вытекает, что выходное сопротивление стабилизатора

$$R_{сг} = \frac{1}{S_2 A_1 K} + \frac{R_f}{\mu A_1 K}. \quad (10-70)$$

Обычно величины, входящие во второе слагаемое, имеют следующий порядок:  $R_f = 2000$  ом,  $\mu A_1 K = 5000$ .

Следовательно, это слагаемое в (10-70) будет равно примерно 0,4 ом. Если напряжение накала ламп  $L_1$  и  $L_2$  будет изменяться, стабилизирующее действие рассматриваемой схемы ухудшится. Особенно чувствителен стабилизатор к изменениям напряжения накала лампы  $L_1$ .

В случаях, когда должна быть обеспечена стабильность выходного напряжения в течение длительного времени, сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  должны быть проволочными и монтировать их нужно таким образом, чтобы они находились всегда при одной и той же температуре. В подобных стабилизаторах должны также применяться стабилитроны, специально изготовленные для этой цели. Напряжения горения, обусловленные изменениями состояния газового наполнения, должны быть снижены до наименьшего возможного предела. При использовании усилителя постоянного тока с высоким коэффициентом усиления, в течение длительного времени работы стабилизатора может быть обеспечен коэффициент стабильности выходного напряжения, превышающий  $10^4$ .

В источниках питания с ручной регулировкой выходного напряжения на выходные параметры стабилизатора накладываются дополнительные ограничения (рис. 10-30).

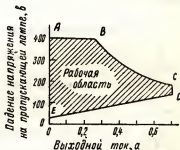


Рис. 10-30. Рабочие характеристики пропускательной лампы.



аккумуляторов или батарей. Напряжение накала ламп все время остается неизменным, несмотря на значительные изменения питающего напряжения в интервалах между зарядом и разрядом аккумулятора или за период разряда батареи.

Основным недостатком бареттеров является их большая тепловая инерция, вследствие чего они не могут скомпенсировать быстрых изменений питающего напряжения.

Бареттеры выпускаются на различные токи и напряжения.

Схемы трех типов стабилизаторов переменного сетевого напряжения приведены на рис. 10-33. Они различаются по своему быстродействию, по степени искажения формы кривой выходного напряжения и по чувствительности к изменению частоты напряжения сети.

Подобные стабилизаторы обеспечивают стабильность выходного напряжения  $\pm 1\%$  при изменениях входного напряжения от 95 до 130 в.

На рис. 10-33, а приведена схема феррорезонансного стабилизатора. Сердечник трансформатора  $T_1$  работает в условиях, близких к насыщению, причем трансформатор при помощи емкости  $C$  настроен на частоту, близкую к частоте сетевого напряжения. Если приложенное к трансформатору напряжение изменяется, то будет изменяться степень насыщения его сердечника, а следовательно, и индуктивность его резонансной обмотки  $P$ . В результате этого изменяется настройка резонансной цепи и напряжение в ней. Обычно резонансную обмотку трансформатора при номинальном сетевом напряжении настраивают таким образом, чтобы при увеличении питающего напряжения резонансная цепь удалялась от резонанса, а при понижении питающего напряжения — приближалась к нему. Благодаря тому, что при приближении к резонансу напряжение в резонансной цепи увеличивается, а при удалении от резонанса — уменьшается, резонансные явления в трансформаторе  $T_1$  компенсируют изменение питающего напряжения.

При соответствующем выборе элементов схемы векторная сумма напряжений на обмотке  $S$  трансформатора  $T_2$  и приложенного к трансформатору  $T_1$  будет оставаться постоянной. Из-за насыщения сердечника трансформатора  $T_1$  форма выходного напряжения будет значительно искажена.

Рассмотренный феррорезонансный стабилизатор чувствителен к изменениям  $\cos \varphi$  (косинуса  $\varphi$ ) нагрузки и частоты питающего напряжения. Величина выходного напряжения будет зависеть от этих двух факторов. Скорость реакции данного стабилизатора такова, что переходные процессы в нем заканчиваются за время, равное двум периодам питающего напряжения.

Основным преимуществом подобного стабилизатора является отсутствие в нем движущихся элементов и электронных блоков, что обеспечивает его длительную и надежную работу и простоту эксплуатации.



Рис. 10-32. Вольтамперная характеристика бареттера.

Второй тип стабилизатора, схема которого приведена на рис. 10-33, б, электрохимический. Мотор  $M$  приводит в движение контакт, скользящий по отводам вторичной обмотки  $S$  трансформатора  $Tr$ , что позволяет регулировать напряжение, снимаемое с этой обмотки. Выходное напряжение  $U_{вых}$  поддерживается постоянным за счет вычитания (или добавления) соответствующего напряжения, снимаемого с обмотки

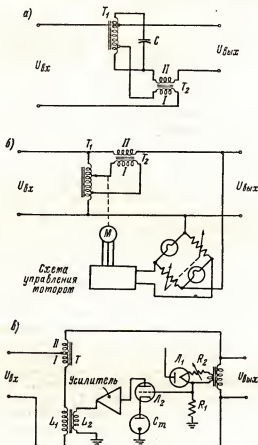


Рис. 10-33. Некоторые типы стабилизаторов переменного напряжения.

$S$ , из сетевого напряжения  $U_{вх}$ . Небольшой мотор, используемый в стабилизаторе, управляется электронной схемой, которая рассмотрена подробно в главе 17.

Принцип действия схемы заключается в следующем. Сигнал возбуждения схемы управления снимается с мостовой цепи, чувствительной к изменениям входного напряжения. В противоположные плечи цепи включены два нелинейных сопротивления. В качестве нелинейных



сопротивлений часто применяются лампы накаливания с вольфрамовой или угольной нитью, работающие при пониженном напряжении. Два других плеча мостовой схемы служат для балансировки моста при заданном исходном значении входного напряжения. При уменьшении последнего уменьшаются напряжение на лампах и их сопротивление, что приводит к разбалансировке моста и появлению на его выходе переменного напряжения одной фазы. Входное напряжение, превышающее исходное, при котором мост сбалансирован, вызывает дополнительный разогрев нитей ламп и разбалансировку моста в другом направлении, что приводит к появлению на его выходе переменного напряжения в противоположной фазе.

Схема управления мотором воспринимает изменения величины и фазы сигналов, возникающих при разбалансировке моста, и приводит в действие мотор. Последний перемещает контакт, скользящий по отводам вторичной обмотки трансформатора  $Tr_1$ , и таким образом, что заданное исходное значение выходного напряжения восстанавливается и в момент баланса мостовой схемы мотор останавливается. Скорость реакции мотора определяется величиной выходного напряжения моста при разбалансе последнего.

Форма выходного напряжения в этом стабилизаторе не искажается, и он не реагирует на вариации частоты. Однако поскольку скорость его реакции зависит от скорости мотора, восстановление заданного значения выходного напряжения требует довольно значительного времени — порядка нескольких секунд.

Третий тип стабилизатора (рис. 10-33, в) по принципу действия является электронным. Первичная обмотка трансформатора  $Tr$  включена последовательно с насыщенным дросселем  $L_1$ , индуктивность которого можно регулировать изменением постоянного подмагничивающего тока в обмотке  $L_2$ .

При изменении индуктивности дросселя  $L_1$  изменяется напряжение на первичной обмотке  $P$  трансформатора, что, в свою очередь, приводит к изменению напряжения во вторичной обмотке  $S$ , которая включена последовательно с напряжением сети. Элементы схемы подобраны таким образом, чтобы выходное напряжение  $U_{вых}$  оставалось неизменным и равным заданному исходному значению.

Чувствительным элементом в данной схеме является диод прямого накала с вольфрамовым катодом, работающий в режиме насыщения. Изменения выходного напряжения  $U_{вых}$  вызывают изменение напряжения накала диода, а следовательно, изменяется и его ток насыщения. Чувствительность диода, работающего в режиме насыщения, к изменению напряжения накала очень высока. Температура катода входит в показатель степени экспоненциального члена в уравнении Дешмана, связывающего величину тока эмиссии с температурой катода. Анодный ток диода, протекающий через сопротивление  $R_1$ , создает на нем падение напряжения постоянного тока, которое сравнивается с опорным напряжением стабилвольта. Разность этих напряжений усиливается и поступает на обмотку  $L_2$ , управляющую магнитным потоком в сердечнике дросселя  $L_1$ , что ведет к изменению напряжения на вторичной обмотке

С трансформатора и к восстановлению исходного значения выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$ .

Этот тип стабилизатора, подобно электромеханическому, не вызывает искажения формы кривой выходного напряжения и не чувствителен к вариациям частоты. Время его реакции составляет несколько периодов питающего напряжения. Переменное сопротивление  $R_2$  позволяет регулировать исходную температуру катода и тем самым устанавливать требуемое значение выходного напряжения.

При выборе типа стабилизатора переменного напряжения сети должны быть учтены влияние искажения формы выходного напряжения на работу питаемой аппаратуры, стабильность частоты сетевого напряжения, а также требуемая скорость реакции стабилизатора.

### 10-14. Опорное напряжение

Рассмотренные типы стабилизаторов включали в себя источник опорного напряжения, при помощи которого выделяется регулирующий сигнал, пропорциональный отклонению стабилизируемого напряжения от заданного значения. В качестве источника опорного напряжения могут быть использованы различные элементы электрических цепей.

Одним из простейших источников опорного напряжения является батарея. При стабилизации переменного напряжения последнее может быть предварительно выпрямлено, после чего его можно сравнивать с напряжением батареи. Батареи обычно используются в условиях, когда потребляемый от них ток очень мал, что обеспечивает большой срок службы. Некоторые отклонения напряжения батарей от номинального значения могут возникнуть при изменении температуры. В качестве высокопрецизионного опорного источника может быть применен нормальный элемент. Он имеет низкое напряжение, равное 1,01183 в, и потому обычно используется в качестве источника опорного напряжения вместе с усилителем, работающим по принципу преобразования напряжения с помощью прерывателя. Чаще всего в качестве источника опорного напряжения используются стабилитроны или иные газоразрядные лампы. Для прецизионной аппаратуры выпускаются специальные типы особо стабильных газоразрядных ламп, напряжение горения которых остается неизменным в процессе срока службы, и случайные кратковременные флуктуации и дрейф напряжения горения отсутствуют.

Вакуумный диод прямого накала с вольфрамовым катодом, питаемым от стабилизируемого напряжения, нередко используется в качестве чувствительного элемента стабилизатора, о чем уже упоминалось выше.

Изменения напряжения накала вызывают изменения температуры катода и, соответственно, тока эмиссии, согласно закону Дешмана

$$J = A_0 T_c^{2-b/t} a / \mu^2,$$

как это показано в главе 2, причем эмиттируемый ток является очень чувствительным показателем мощности накала.

Подобный диод работает при достаточно большом анодном напряжении, при котором в цепи анода течет ток насыщения, не зависящий от изменений анодного напряжения.

В схемах контроля и управления часто применяются мосты с тиритовыми сопротивлениями или лампами накаливания (рис. 10-34). При использовании ламп накаливания с вольфрамовой нитью, сопротивление которых резко возрастает с увеличением накала мощности, мост будет сбалансирован только при одном строго определенном значении напряжения. Выходное переменное напряжение моста увеличивается по мере возрастания разбалансировки. Это напряжение и является сигналом, указывающим величину и направление изменений стабилизируемого напряжения.

Тиритовый мост работает аналогично ламповому. Тирит имеет сопротивление, определяемое выражением  $R = C/Ia$ , где  $a \approx 0,72$ . Подобный мост также будет находиться в состоянии баланса только при определенном значении входного напряжения. В насыщенном диоде и мосте с лампами накаливания основной переменной, определяющей их состояние, является температура. Поэтому их выходные напряжения будут пропорциональны эффективному значению контролируемого напряжения. Сопротивление тирита мгновенно изменяется с изменением приложенного напряжения, вследствие чего форма выходного напряжения моста будет искажена, что необходимо учитывать при проектировании схемы. Выходной сигнал подобного моста не будет пропорционален эффективному значению приложенного к мосту напряжения и будет зависеть от формы входного напряжения.

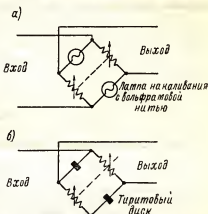


Рис. 10-34. Мостовые схемы, чувствительные к изменению входного напряжения.

### 10-15. Высоковольтные стабиловольты коронного разряда

Для питания электронных приборов (рентгеновских установок, осциллографических и телевизионных трубок и др.) необходимы весьма высокие напряжения — порядка десятков и сотен вольт — при токе луча, не превышающем несколько миллиампер.

Стабилизация подобных питающих напряжений при помощи ламп тлеющего разряда практически не осуществима, так как при газовом разряде этого вида падение напряжения на газоразрядном промежутке лампы не превосходит 100—150 в.

Исследования, проведенные за последние годы, показали, что стабилизация напряжений от нескольких тысяч вольт до 40 000—80 000 в возможна при помощи ламп коронного разряда, имеющих холодный

катод. Для получения более высоких стабилизированных напряжений несколько ламп коронного разряда могут быть соединены последовательно.

Стабиловольты коронного разряда на напряжения до 10 000 в не превосходят по размерам обычных приемноусилительных ламп, а габариты стабиловольтов на более высокие напряжения сравнимы с размерами генераторных ламп средней мощности.

Стабилизаторы высоковольтного постоянного напряжения на коронных стабиловольтах по техническим и эксплуатационным данным не уступают стабилизаторам на электронных лампах, требуют значительно меньшей мощности питания и имеют меньшие габариты, вес и стоимость.

### Задачи

10—1. Диод, имеющий характеристику, определяемую уравнением

$$i_a = 0,670 U^{1,57} \text{ ма,}$$

включен последовательно с сопротивлением нагрузки в 2 ком.

Начертите динамическую характеристику цепи.

Используя кривую  $a$ , начертите форму кривой выходного напряжения, если к цепи приложено напряжение  $u = 50 \sin \omega t$ .

10-2. Однополупериодный выпрямитель работает на диоде, имеющем усредненное внутреннее сопротивление  $R_{\text{ср}} = 300 \text{ ом}$ .

Найдите постоянную составляющую и эффективное значение тока в нагрузке, мощность, рассеиваемую на аноде кенотрона, мощность, потребляемую от сети переменного тока, и к.п.д. выпрямителя, если эффективное значение входного напряжения 220 в, а сопротивление нагрузки 1200 ом.

10-3. Двухполупериодный выпрямитель работает на двуханодном кенотроне, в котором диоды идентичны и имеют усредненное внутреннее сопротивление  $R_{\text{ср}} = 200 \text{ ом}$ . Нагрузка в 2500 ом должна питаться постоянным напряжением в 300 в.

Пренебрегая сопротивлением трансформатора, определите: а) требуемое эффективное напряжение на вторичной обмотке трансформатора; б) амплитуду импульса анодного тока; в) мощность, рассеиваемую на анодах кенотрона; г) мощность переменного тока, потребляемую трансформатором от сети; д) к.п.д. выпрямителя.

10-4. Определите минимальную величину сопротивления нагрузки  $R$ , требуемую для получения наибольшей возможной мощности выпрямленного тока от двухполупериодного выпрямителя, работающего на кенотроне 5Ц3, для которого максимальная допустимая амплитуда обратного напряжения равна 1550 в, максимальная амплитуда импульса тока каждого диода  $I = 675 \text{ ма}$ , наибольший выпрямленный ток каждого диода  $I_{\text{выпр}} = 112 \text{ ма}$  и усредненное внутреннее сопротивление  $R_{\text{ср}} = 150 \text{ ом}$ .

Найдите также разность между значениями выходного напряжения при полной нагрузке и в режиме холостого хода.

10-5. Вывести уравнение (10-29).

10-6. Используя (10-38), выведите уравнение (10-40).

10-7. В двухполупериодном выпрямителе эффективное напряжение каждой половины обмотки трансформатора равно 250 в, частота сети 60 гц. Выпрямитель работает на простой емкостный фильтр, состоящий из С-4 мкф и  $R = 1000 \text{ ом}$ .

Найдите углы начала и конца отсечки анодного тока и начертите кривые  $i_c$ ,  $i_R$  и  $i_a$  для установившегося состояния, пренебрегая внутренним сопротивлением кенотрона.

**10-8.** Двухполупериодный выпрямитель работает с простым емкостным фильтром, состоящим из  $C = 12 \text{ мкф}$ ,  $R = 6000 \text{ ом}$ . Эффективное напряжение каждой половины обмотки равно  $300 \text{ в}$ , частота сети  $60 \text{ гц}$ .

Найдите коэффициент пульсаций, углы начала и конца отсечки анодного тока и отношение амплитуды импульсов анодного тока к его среднему значению.

**10-9.** Вывести уравнение (10-49).

**10-10.** Двухполупериодный выпрямитель имеет последовательный индуктивный фильтр с  $L = 10 \text{ гн}$ .

Найдите коэффициент пульсаций, если частота сети  $60 \text{ гц}$ , постоянное напряжение на нагрузке  $300 \text{ в}$ , а ток в ней —  $0,15 \text{ а}$ .

**10-11.** Двухзвенный Г-образный фильтр включен на выход выпрямителя, соответствующего условиям задачи 10-3. Частота сетевого напряжения  $60 \text{ гц}$ . Емкости конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  равны.

Спроектируйте фильтр, обеспечивающий получение непрерывного тока в нагрузке, что имеет место при критическом значении индуктивности и коэффициенте пульсаций  $0,001$ .

**10-12.** Двухполупериодный выпрямитель работает на нагрузку, потребляющую ток  $250 \text{ ма}$  при напряжении на ней  $500 \text{ в}$ . Двойная амплитуда (размах) напряжения пульсаций  $U_a$  не должна превосходить  $10 \text{ в}$ .

Определите параметры Г-образного фильтра, обеспечивающего требуемое значение пульсаций при минимальной стоимости, если частота сети  $60 \text{ гц}$ . Стоимость индуктивности принять равной  $6 \text{ руб.}$  за один генри, стоимость конденсатора —  $4 \text{ руб.}$  за одну микрофарду.

**10-13.** Двухполупериодная схема выпрямителя с пренебрежимо малым внутренним сопротивлением кенотронов и током каждого диода  $I_{\text{ср.выпр}} = 225 \text{ ма}$  работает на нагрузку, включенную через Г-образный фильтр, состоящий из  $L = 10 \text{ гн}$ ,  $C = 8 \text{ мкф}$ . Частота сетевого напряжения  $60 \text{ гц}$ . Эффективное напряжение каждой половины вторичной обмотки трансформатора равно  $360 \text{ в}$ .

Найдите: а)  $U_m$  при полной нагрузке; б) величину балластного нагрузочного сопротивления  $R_B$ ; в) коэффициент пульсаций при полной нагрузке, если сопротивление дросселя равно  $200 \text{ ом}$ .

**10-14.** Двухполупериодный выпрямитель работает на П-образный фильтр с емкостью на входе, состоящий из двух конденсаторов по  $8 \text{ мкф}$  каждый и дросселя  $L = 12 \text{ гн}$ . На выходе фильтра напряжение равно  $460 \text{ в}$ , выходное сопротивление его  $600 \text{ ом}$ . После фильтра включен стабилизатор, собранный по схеме, указанной на рис. 10-31.

Определите изменение напряжения на выходе стабилизатора, если его выходное напряжение равно  $300 \text{ в}$ , а ток нагрузки меняется от  $75$  до  $225 \text{ ма}$ .

**10-15.** По условиям задачи 10-14 определите коэффициент пульсаций на выходе стабилизатора, если  $U_m = 300 \text{ в}$ .

**10-16.** При  $U_{\text{вых}} = 300 \text{ в}$   $U_{\text{вх}}$  изменяется от  $425$  до  $450 \text{ в}$ .

Найдите соответствующее изменение  $U_{\text{вых}}$  стабилизатора, собранного по схеме, указанной на рис. 10-35.

**10-17.** Найдите значения постоянных сопротивлений, обеспечивающих баланс моста при входном напряжении в  $22 \text{ в}$ , если величина двух других — тиритовых сопротивлений определяется выражением  $R = 580/\sqrt{0,72}$ .

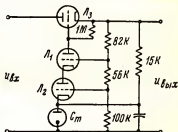


Рис. 10-35.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Waidelich, D. L.: Diode Rectifying Circuits with Capacitance Filters, *Trans. AIEE*, 60: 1161 (1941).
2. Dellenbaugh, F. S., Jr., and R. S. Quimby: The Important First Choke in High-voltage Rectifier Circuits, *QST*, 16: 14, 27, 33 (February, March, April, 1932).

3. Waidelich, D. L.: Analysis of Full-wave Rectifier and Capacitive-input Filter, *Electronics*, **20**:120 (September, 1947).
  4. Terman, F. E., and S. B. Pickles: Note on a Cause of Residual Hum in Rectifierfilter Circuits, *Proc. IRE*, **22**:1040 (1934).
  5. Schade, O. H.: Analysis of Rectifier Operation, *Proc. IRE*, **31**:341 (1943).
  6. Hunt, V. F., and R. W. Hickman: On Electronic Voltage Stabilizers, *Rev. Sci. Instr.*, **10**:6 (1939).
  7. Langford-Smith, F.: „The Radiotron Designer's Handbook“, 4th ed., The Wireless Press, Sydney, Australia, 1952.
  8. Neher, H. V., and W. H. Pickering: Two Voltage Regulators, *Rev. Sci. Instr.*, **10**:53 (1939).
-

## ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

### ЛАМПОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ — УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ КЛАССА С

#### Высокочастотный нагрев

Преобразование энергии постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний, осуществляемое с помощью ламповых генераторов и усилителей мощности, является одной из важнейших областей применения электронных ламп.

Используя токи высокой частоты для генерирования мощных радиосигналов, а также для нагрева металлов или диэлектриков приходится управлять значительными мощностями.

В мощных генераторах и усилителях высокой частоты большое значение имеют вопросы энергетики, т.е. к.п.д. лампы, мощность, потребляемая ею от источников питания, и др. Мощные генераторные и усилительные лампы работают, как правило, в режиме класса С, где к.п.д. лампы должен быть наиболее высоким. При работе в режимах данного класса лампы играют роль вентиля, которые за каждый высокочастотный цикл синхронно с высокочастотными колебаниями подключают источник постоянного напряжения к нагрузке на определенную долю периода, характеризующую углом отсечки. В остальную часть периода в резонансной нагрузке имеются свободные колебания.

Импульсный характер работы ламп в режимах класса С не дает возможности воспользоваться при расчетах рассмотренными ранее эквивалентными схемами. Для анализа работы ламп в подобных режимах были разработаны специальные графоаналитические методы.

#### 11-1. Основная диаграмма напряжений и токов лампового генератора

В режиме класса С лампа работает при напряжении смещения, которое в два или большее число раз превышает напряжение отсечки. В анодную цепь лампы включается резонансная нагрузка, т.е. колебательный контур, настроенный на частоту сеточного входного сигнала или на частоту, кратную ей. При напряжении смещения, значительно превышающем напряжение отсечки, лампа находится в проводящем

состоянии только в течение небольшой части положительного полупериода переменного напряжения, подаваемого на сетку, т.е. угол отсечки анодного тока будет меньше  $90^\circ$ .\*

В режиме работы, иллюстрируемом рис. 11-1, а, лампа находится в проводящем состоянии в течение части периода, заключенной между моментами  $-\theta_1$  и  $+\theta_1$ , и угол отсечки анодного тока равен  $\theta_1$ .

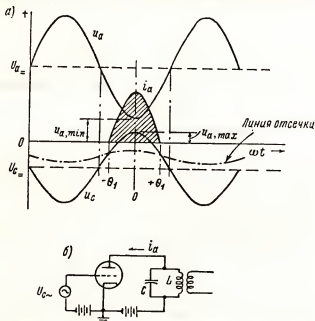


Рис. 11-1. Основная диаграмма напряжений и токов усилителя класса С (а). Схема усилителя класса С (б).

В резонансном анодном контуре, возбуждаемом короткими импульсами анодного тока, в соответствии с законами теории электрических цепей возникают синусоидальные колебания.

Кривые изменения во времени напряжений и токов генераторной лампы и фазовые соотношения между этими величинами даны на рис. 11-1 и рис. 11-2. На первом из них кривая  $u_a$  показывает изменение во времени напряжения на аноде самой лампы, которое в каждый данный момент времени представляет алгебраическую сумму постоянного напряжения анодного источника  $U_{a-}$  и синусоидального напряжения на колебательном контуре. Ординаты кривой напряжения отсечки для триода равны  $(u_a/\mu + K)$ , где  $K$  — константа, определяемая конструкцией лампы. Рассматриваемая кривая при синусоидальном напряжении в анодном контуре также имеет синусоидальный характер. За счет

\* Напомним, что углом отсечки анодного тока генераторных и мощных усилительных ламп принято называть половину той (выраженной в градусах) части периода, в течение которой лампа находится в проводящем состоянии.



синусоидального напряжения  $u_c = U_{uc} \cos \omega t$ , подаваемого на сетку лампы, начиная с некоторого момента, напряжение на сетке становится выше напряжения отсечки. В результате лампа откроется и в анодной цепи пройдет импульс анодного тока, который прекратится, когда напряжение на сетке снова станет равным напряжению отсечки. В течение интервала периода, соответствующего положительному напряжению на сетке, протекает также импульс сеточного тока.

Вакуумная лампа, как клапан, работающий синхронно, с управляющим — сеточным — напряжением, замыкает источник постоянного анодного напряжения  $U_{a0}$  на резонансный контур только на короткий промежуток времени, соответствующий  $2\Theta_1$ . В течение этого времени в контур должна поступить энергия, достаточная для того, чтобы скомпенсировать расход энергии на питание полезной нагрузки и на потери в контуре и в иных элементах схемы, иными словами эта энергия должна быть достаточна для обеспечения существования незатухающих колебаний в контуре до прихода следующего импульса тока.

Главная доля потерь мощности в ламповом генераторе приходится на генераторную лампу. В каждый данный момент периода она определяется произведением  $u_a i_a$ . Последнее и интеграл этой величины за период могут быть уменьшены, если анодный ток будет иметь форму очень узких импульсов большой амплитуды, проходящих через лампу за ту часть периода, когда напряжение на аноде лампы имеет наименьшее значение, что соответствует условиям работы в режиме класса С с очень малыми углами отсечки. Для осуществления подобных режимов на сетку лампы необходимо подавать очень большое напряжение смещения. При этом получается выигрыш в к.п.д. по анодной цепи лампы, но требуется входное переменное напряжение большой амплитуды, что связано с повышенными затратами мощности, подводимой к управляющей сетке.

Полезная нагрузка в данной схеме индуктивно связана с контуром. Значительная часть колебательной энергии контура передается в полезную нагрузку, что приводит к уменьшению волнового сопротивления контура  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ , его добротности  $Q = \frac{\omega L}{R}$  и эквивалентного сопротивления

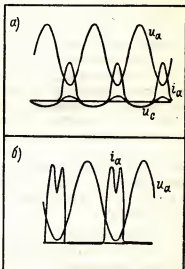


Рис. 11-2. Осциллограммы анодного напряжения, анодного тока и сеточного напряжения для усилителя класса С (а). Искаженные импульсы анодного тока, имеющие место в перенапряженном режиме (б).

$R_{oe}$ . Для улучшения к.п.д. генератора необходимо, чтобы эквивалентное сопротивление контура  $R_{oe} = \frac{L}{CR}$  было как можно больше, так как за время прохождения импульса анодного тока напряжение на аноде самой лампы

$$u_a = U_{am} - U_{am} \cos \omega t$$

(где  $U_{am} = I_{a1} R_{oe}$  — колебательное напряжение на контуре;  $I_{a1}$  — первая гармоника анодного тока) уменьшится с возрастанием эквивалентного сопротивления контура.

Однако наименьшее допустимое значение напряжения на аноде лампы в точке минимума  $u_{a\min}$  ограничено. Учитывая, что напряжения на аноде и на сетке генераторной лампы находятся в противофазе (см. рис. 11-1), получаем, что минимальному мгновенному напряжению на аноде лампы соответствует максимальное положительное напряжение на сетке  $u_{c\max}$  и, если последнее становится сравнимым с  $u_{a\min}$ , сеточный ток лампы резко возрастает и в импульсе анодного тока появляется провал (рис. 11-2, б). Это явление обусловлено перераспределением электронного потока между анодом и сеткой при небольшом напряжении на аноде и положительном напряжении на сетке, когда последняя перехватывает значительную часть электронного потока, текущего от катода к аноду лампы.

Обычно полагают, что предельно допустимое соотношение между минимальным анодным и максимальным сеточным напряжением определяется равенством

$$u_{a\min} = u_{c\max}$$

и при выполнении этого условия генераторная лампа работает в оптимальном режиме.\*

## 11-2. Анализ работы усилителя мощности в режиме класса С

Расчет схем, в которых используются специальные лампы, работающие в режиме класса С, заключается в определении формы кривых напряжения и токов графоаналитическим методом на основе реальных ламповых характеристик. Такой метод приближенного расчета становится необходимым в связи с прерывистым характером тока. Он позволяет определить требуемую или оптимальную величину сопротивления нагрузки и постоянные и переменные составляющие токов лампы, а также рассчитать входную мощность, подводимую к ее сетке, и мощность, рассеиваемую на аноде.

Работу усилителя класса С с настроенной (резонансной) нагрузкой иллюстрируют кривые, приведенные на рис. 11-3. Обычно напряже-

\* Детальное исследование генераторных ламп показывает, что оптимальные соотношения имеются при несколько иных соотношениях, причем режим максимальной колебательной мощности, режим максимального к.п.д. и режимы высокого коэффициента усиления по мощности получаются при различных условиях. *Прим. ред.*

ние смещения должно быть в два-пять раз больше напряжения отсечки. В режиме (рис. 11-3) оно равно удвоенному напряжению отсечки. Анодный ток протекает в течение интервала периода, равного  $2\theta$  ( $2\theta < 180^\circ$ ). Если бы на рис. 11-3 был показан сеточный ток, то можно было бы видеть, что он существует в течение меньшей части периода, чем  $2\theta$ , так как сеточный ток возникает только при положительном напряжении на сетке. В каждый данный текущий момент периода мгновенно

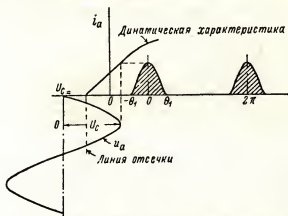


Рис. 11-3. Построение импульсов анодного тока.

венное значение напряжения на аноде лампы равно разности между напряжением анодного источника  $U_{a_0}$  и падением напряжения на контуре

$$u_a = U_{a_0} - I_{a_1} R_{oc} \cos \theta, \quad (11-1)$$

где  $I_{a_1}$  - амплитудное значение основной (первой) гармоники анодного тока.

Мгновенное значение напряжения на сетке в этот же момент  $u_c$  равно разности между напряжением смещения  $U_{c_0}$  и мгновенным значением переменного сеточного напряжения

$$u_c = U_{c_0} + U_{mc} \cos \theta. \quad (11-2)$$

Для идеализированной линейной динамической характеристики отсечка анодного тока происходит в момент  $\theta_1$ , т.е. при

$$u_c = -\frac{u_a}{\mu} + K.$$

Для упрощения последующих расчетов полагаем приближенно  $K=0$ . Определим теперь сеточное смещение

$$U_{c_0} = -\frac{U_{a_0}}{\mu} + \left( U_{mc} - \frac{I_{a_1} R_{oc}}{\mu} \right) \cos \theta_1. \quad (11-3)$$

Уравнение (11-3) позволяет определить напряжение смещения, необходимое для получения заданного угла отсечки анодного тока  $\theta_1$ . Совместное решение уравнений (11-1) и (11-2) и использование равенства  $I_a R_{oe} = U_{ам}$ , где  $U_{ам}$  — амплитуда переменного напряжения на контуре, дает:

$$u_a = U_{ам} + U_{сн} \frac{U_{ам}}{U_{мс}} - \frac{U_{ам}}{U_{мс}} u_c, \quad (11-4)$$

где  $U_{ам}$  и  $U_{сн}$  (напряжение анодного источника и напряжение смещения)

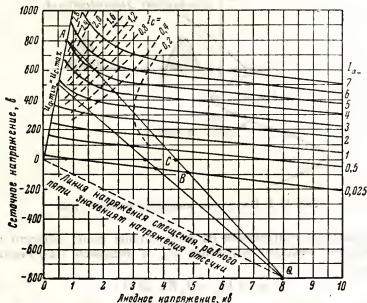


Рис. 11-4. Семейство характеристики в координатах  $U_c = f(U_a)$  при  $I_a = \text{const}$  ( $\mu = 50$ ), максимальная мощность, рассеиваемая на аноде лампы, равна 10 кет.

— постоянны, а  $U_{ам}$  и  $U_{мс}$  — амплитудные значения переменных напряжений в анодной и сеточной цепи.

Равенство (11-4) представляет собой уравнение прямой линии вида  $x = A + B - ay$ , показывающее, что работа лампы в режиме класса C характеризуется линейной зависимостью между мгновенными значениями напряжения на сетке  $u_c$  и напряжения на аноде  $u_a$ .

Графики зависимости  $u_a = f(u_c)$  можно построить непосредственно, используя семейство характеристик в координатах  $u_c, u_a$  при анодном токе  $I_a = \text{const}$  в качестве параметра (рис. 11-4). Затем по этим же кривым находят мгновенные значения сеточного и анодного напряжений для различных моментов периода. На основании полученных данных определяют мгновенные значения токов и строят временные диаграммы, далее находят к.п.д., потери на аноде и другие расчетные параметры.

Нагрузочная прямая, которую в теории ламповых генераторов принято называть нагрузочной характеристикой, определяется уравнением (11-4); она строится по двум любым парам мгновенных значений на аноде и сетке лампы, или же проводится под соответствующим углом к оси  $x$ , котангенс которого равен  $\frac{U_{ам}}{U_{мс}}$ .

Задавая различные значения сеточного смещения и амплитуды напряжения возбуждения  $U_{мс}$ , можно построить семейство таких кривых, и с их помощью получить данные, характеризующие поведение лампы во всех возможных для нее режимах.

Первой из двух опорных точек, фиксирующих нагрузочную характеристику, может быть точка  $Q$ , соответствующая моменту, в который напряжение возбуждения равно нулю. Координаты точки определяются выбранными значениями постоянного анодного напряжения  $U_{ам}$  и напряжения смещения  $U_{с-}$ . При расчете оптимального режима работы величина сеточного смещения приблизительно равна  $U_{с-} \approx \frac{U_{ам}}{\mu}$ .

С увеличением абсолютного значения напряжения смещения угол отсечки уменьшается и увеличивается к.п.д. лампы по основной (анодной) цепи, причем одновременно увеличивается требуемое напряжение возбуждения и возрастает входная мощность. Ориентировочно можно считать, что оптимальный режим работы генераторной лампы будет в случаях, когда переменные и постоянные напряжения в анодной сеточной цепи подобраны таким образом, что удовлетворяется равенство:  $u_{a\min} = u_{c\min}$ . Вторая точка, фиксирующая динамическую характеристику, определяется обычно именно из этого условия. На рис. 11-4 линия, отмеченная индексом  $u_{a\min} = u_{c\max}$ , является геометрическим местом таких точек.

Характеристики, приведенные на рис. 11-4, относятся к лампе, имеющей  $\mu = 50$ . При  $U_{ам} = 8000$  в и  $U_{с-} = -800$  в (что соответствует напряжению смещения примерно в 5 раз большему напряжения отсечки) начальные точки всех нагрузочных характеристик расположатся в точке  $Q$ , а конечные точки нагрузочных характеристик для режимов, близких к оптимальному, расположатся на граничной прямой, соответствующей условию

$$u_{a\min} = u_{c\max}.$$

Во избежание недоразумений заметим, что точка  $Q$  будет лежать в указанном на рис. 11-4 месте только при выбранных значениях постоянного анодного напряжения ( $U_{ам} = 8000$  в) и напряжения смещения ( $U_{с-} = -800$  в) и при изменении либо одной из этих величин, либо обеих вместе точка  $Q$  переместится в иное соответствующее новым значениям питающих напряжений место.

Рассчитаем режим работы лампы, соответствующий той нагрузочной характеристике, которая на рис. 11-4 соединяет точки  $Q$  и  $A$ .

Точке  $A$  соответствуют

$$u_{a_{\min}} = u_{c_{\max}} = 800 \text{ в}$$

и точке  $Q$ :

$$U_{a_{\min}} = 8000 \text{ в} \text{ и } U_{c_{\min}} = -800 \text{ в}.$$

Следовательно,  $U_{a_{\max}} = 8000 - 800 = 7200 \text{ в}$  (амплитуда) и  $U_{c_{\max}} = 800 - (-800) = 1600 \text{ в}$  (амплитуда).

Точка  $B$  лежит на характеристике, соответствующей очень малому анодному току ( $I_a = 0,025 \text{ а}$ ). Полагая приближенно, что анодный ток в точке  $B$  можно считать равным нулю  $I_{a(B)} = 0$  и что отсечка анодного тока происходит при мгновенном значении анодного напряжения, соответствующего этой точке, т.е. при

$$u_a = u_{a(B)} = U_{a_{\min}} - U_{a_{\max}} \cos \Theta_1,$$

получаем  $U_{a_{\max}} \cos \Theta_1 = U_{a_{\min}} - U_{a(B)} = 8000 - 4850 = 3150 \text{ в} = 7200 \cos \Theta_1$ , откуда можем определить угол отсечки анодного тока

$$\Theta_1 = \arccos \frac{3150}{7200} = 64^\circ.$$

Начиная с точки  $C$ , для которой мгновенное значение напряжения на аноде  $u_{a(c)} = 4400 \text{ в}$ , мгновенные значения напряжения на сетке становятся положительными и возникает сеточный ток.

Аналогично предыдущему, угол отсечки сеточного тока  $\Theta_2$  можно определить из равенства

$$\Theta_2 = \arccos \frac{8000 - 4400}{7200} = 60^\circ.$$

Угол отсечки сеточного тока можно найти также из выражения:

$$\Theta_2 = \arccos \frac{U_{c_{\min}}}{U_{a_{\max}}}.$$

Из нагрузочной характеристики, построенной в семействе статических характеристик лампы, могут быть определены напряжения и токи лампы в любой момент периода, после чего могут быть построены импульсы анодного и сеточного тока лампы.

Расчет импульсов анодного и сеточного тока рекомендуется вести в порядке, указанном в табл. 11-1, в которой интервал между расчетными значениями угла равен  $10^\circ$ .

Импульсы анодного и сеточного тока, рассчитанные по данной методике для двух режимов, показаны на рис. 11-5. Первый из этих режимов соответствует рассмотренным выше условиям:  $U_{a_{\min}} = 8000 \text{ в}$ ;  $U_{c_{\min}} = -800 \text{ в}$ ;  $u_{a_{\min}} = u_{c_{\max}} = 800 \text{ в}$ ; второй — условиям:  $U_{a_{\min}} = 8000 \text{ в}$ ;  $U_{c_{\min}} = 800 \text{ в}$ ;  $u_{a_{\min}} = u_{c_{\max}} = 500 \text{ в}$ .

Из рассмотрения импульсов (рис. 11-5 а, б) вытекает, что в режимах, близких к оптимальному, импульсы анодного и сеточного тока генераторной лампы нельзя считать синусоидальными, причем точное аналитическое выражение их достаточно сложно и для различных реальных

ламп не всегда известно. Для вычисления постоянной составляющей и первой гармонической анодного и сеточного тока пользуются приближенными методами графического интегрирования.\*

Таблица 11-1

Данные, найденные из характеристик путем построения нагрузочных прямых, изображенных на рис. 11-4:  $\mu = 50$ ;  $U_{cm} = -800$  в;  $u_{a\min} = u_{a\max} = 800$  в;

$$U_{a\min} = 8000 \text{ в}; U_{ac} = 16000 \text{ в}$$

Параметр	0, град.							
	0	10	20	30	40	50	60	70
$\cos \theta$	1,0	0,985	0,940	0,866	0,760	0,643	0,500	0,342
$U_m \cos \theta$	7200	7100	6770	6250	5470	4620	3600	2460
$u_a = U_{a\min} - U_m \cos \theta$	800	900	1230	1750	2530	3380	4400	5540
$I_a, \text{ а}$	5,0	5,0	5,2	5,0	3,5	1,7	0,25	—
$I_c, \text{ а}$	3,2	3,0	1,7	1,0	0,3	0,18	0,0	—

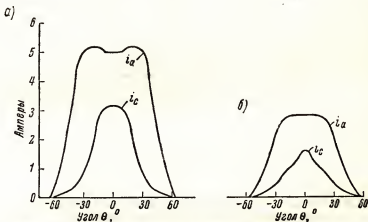


Рис. 11-5. Импульсы анодного и сеточного тока в режимах:

$$a - u_{a\min} = u_{c\max} = 800 \text{ в};$$

$$б - u_{a\min} = u_{c\max} = 500 \text{ в}.$$

Для вычисления средних значений анодного и сеточного токов  $[I_{a0}]$  и  $[I_{c0}]$  можно воспользоваться методом приближенного интегрирования по правилу трапеций.

\* Известным советским ученым акад. А. И. Бергом разработаны простые и достаточно точные методы аналитического определения гармонических составляющих импульсов анодного и сеточного тока генераторных ламп [11-1] и вычислены расчетные таблицы [11-2], которыми и рекомендуем пользоваться при практических расчетах. *Прим. ред.*

Если основание площади под кривой  $y = f(x)$  в интервале от  $a$  до  $b$  разбить на равные отрезки длиной  $\Delta x$ , то при достаточно малых  $\Delta x$  можно считать, что

$$\int_a^b y dx = \Delta x \left( \frac{y_0}{2} + y_1 + y_2 + \dots + y_{n-1} + \frac{y_n}{2} \right). \quad (11-5)$$

Чем меньше будут выбраны интегралы  $\Delta x$ , тем выше будет точность графического интегрирования.

Принимая во внимание, что

$$I_{a(0)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} i_a \cdot d\omega t,$$

и условившись, что начальная ордината  $y_0$  соответствует  $\omega t = 0^\circ$ , конечная ордината  $y_n = 0$  и  $\Delta x = 10^\circ = \frac{\pi}{18}$ , получим на основании (11-5):

$$I_{a(0)} = \frac{2}{2\pi} \cdot \frac{\pi}{18} \left( \frac{y_0}{2} + y_1 + y_2 + \dots + y_{n-1} \right). \quad (11-6)$$

Коэффициент 2 вводится в числитель первого множителя правой части выражения (11-6) потому, что суммирование в (11-6) производится только по одной половине периода, соответствующей  $\pi/2 = 180^\circ$ , в которой располагается только одна половина импульса анодного тока.

Этот импульс зеркально симметричен относительно оси, соответствующей  $\Theta = 0^\circ$ . Поэтому постоянная составляющая второй половины импульса будет точно равна постоянной составляющей первой половины; результаты суммирования по одной половине периода необходимо удвоить.

Среднее значение сеточного тока  $I_{c(0)}$  находим аналогичным путем. Амплитудное значение первой гармоники анодного тока может быть определено разложением импульса анодного тока в ряд Фурье:

$$i_a = I_{a(0)} + I_{a1} \cos \omega t + I_{a2} \cos 2\omega t + I_{a3} \cos 3\omega t + \dots$$

Коэффициент  $I_{a1}$ , т.е. амплитуда первой гармоники, может быть найден умножением обеих частей этого равенства на  $\Theta \cos \Theta$  с последующим интегрированием в пределах от  $-\pi$  до  $+\pi$ . Все члены получающегося равенства, кроме второго, в правой части обращаются в 0, а неравный нулю член, определяющий первую гармоническую импульса, равняется:

$$\int_{-\pi}^{\pi} i_a \cos \Theta d\Theta = \int_{-\pi}^{\pi} I_{a(1)} \cos^2 \Theta d\Theta = \pi I_{a(1)}, \quad (11-7)$$

откуда

$$I = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} (i_a \cos \Theta) d\Theta. \quad (11-8)$$

Следовательно, для определения амплитуды первой гармоники можно опять воспользоваться методом приближенного интегрирования по



правилу трапеций, для чего следует просуммировать последовательные значения произведений  $i_a \cos \Theta$  через интервал  $10^\circ$ . Если через  $x_0$  обозначено произведение  $i_a \cos \Theta$ , соответствующее  $\Theta = 0^\circ$ , через  $x_1$  — произведение, соответствующее  $i_{a(10^\circ)} \cos 10^\circ$ , и т.д., то

$$I_{a(1)} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\pi}{18} \left( \frac{x_0}{2} + x_1 + x_2 + \dots + x_{n-1} \right). \quad (11-9)$$

Аналогично может быть вычислена первая гармоника сеточного тока.

Результаты вычислений первой гармоники импульсов анодного и сеточного тока, показанных на рис. 11-4, а, б, приведены в табл. 11-2.

Параметры триода

Таблица 11-2

Параметр	Рис. 11-4		Параметр	Рис 11-4	
	а	б		а	б
$U_{a_{\text{н}}}$ , в	8000	8000	$U_{\mu}$ , в	7200	7500
$U_{c_{\text{н}}}$ , в	-800	-800	$I_{a(0)}$ , а	1,28	0,59
$u_{\text{нmin}} = u_{c_{\text{нmax}}}$ , в	800	500	$I_{c(0)}$ , а	0,43	0,21
20, град	128	56	$I_{a_1}$ , а	2,28	1,08
$U_{\text{мс}}$ , в	1600	1300	$I_{c_1}$ , а	0,81	0,37

Рассмотренный выше приближенный метод расчета постоянной составляющей и первой гармоники анодного и сеточного тока в равной степени применим для генераторных и мощных усилительных ламп различных классов: триодов, тетродов, пентодов, лучевых ламп. Напряжение отсечки для обычных и лучевых тетродов и пентодов определяется приблизительно из условия  $\frac{U_{c_1}}{\mu_{(c_1-c_2)}}$ , где  $\mu_{(c_1-c_2)}$  — коэффициент усиления управляю-

щей сетки относительно экранирующей сетки. Так как общий характер токораспределения и вид характеристик генераторных тетродов и пентодов определяется в основном конструкцией и взаимным расположением катода, управляющей сетки и экранирующей сетки и напряжениями на этих электродах, за исключением области очень низких анодных напряжений, работа анода в генераторных и мощноусилительных тетродов и пентодах ограничена ролью коллектора анодного тока, причем напряжение на нем очень слабо влияет на величину анодного тока.

### 11-3. Основные энергетические соотношения

Мощность, потребляемая генераторной лампой от источника анодного напряжения при работе усилителя класса С, равняется

$$P_{a_0} = U_{a_{\text{н}}} I_{a_0}; \quad (11-10)$$

генерируемая лампой колебательная мощность, выделяющаяся в анодном контуре, равна

$$P_{a\omega} = \frac{I_{a1}^2 R_{ce}}{2}, \quad (11-11)$$

где  $R_{ce}$  — эквивалентное сопротивление резонансного контура.

Следовательно, мощность, рассеиваемая на аноде лампы, будет равна

$$P_a = P_{a_0} - P_{a\omega}$$

и к. п. д. по анодной цепи

$$\eta = \frac{P_{e\omega}}{P_{a_0}} 100\%. \quad (11-12)$$

Значения подводимой, колебательной и рассеиваемой на аноде мощности и к. п. д. генераторного триода в двух рассмотренных выше режимах его работы приведены в табл. 11-3. Указанные в таблице значения к. п. д. (80% и 85%) являются типичными.

Таблица 11-3

**Энергетические показатели двух режимов работы мощного генераторного триода**

Параметр	Рис. 11-4	
	а	б
$U_{a_{\sim}}, \text{ в}$	8000	8000
$U_{c_{\sim}}, \text{ в}$	—800	—800
$I_{a(0)}, \text{ а}$	1,28	0,59
$U_{a1}, \text{ в}$	7200	7500
$I_{c_1}, \text{ а}$	0,43	0,21
$U_{\mu c}, \text{ в}$	1600	1300
$I_{a1}, \text{ а}$	2,28	1,08
$I_{c1}, \text{ а}$	0,81	0,37
$2\theta_1, \text{ град.}$	128	112
$R_{ce}, \text{ ом}$	3160	6950
Мощность, потребляемая от источников питания анодной цепи $P_{a_0}, \text{ вт}$	10 250	4720
Колебательная мощность тока основной гармоники, выделяемая в анодном контуре, $P_{a\omega}, \text{ вт}$	8200	4050
Мощность, рассеиваемая анодом $P_a, \text{ вт}$	2050	670
к. п. д., %	80	85,8
Мощность возбуждения $P_{c\omega}, \text{ вт}$	646	244
Мощность, рассеиваемая сеткой $P_c, \text{ вт}$	302	84
Коэффициент усиления по мощности	11,9	15,6

Мощность возбуждения подводится к управляющей сетке от иного « задающего » генератора, если мощная лампа работает в режиме независимого возбуждения, или от анодного контура самой мощной лампы, если она работает в режиме самовозбуждения.

Напряжение смещения может быть получено или за счет падения напряжения на сеточном сопротивлении, обусловленном постоянной составляющей сеточного тока лампы ( $U_{c0} = R_c I_{c0}$ ), или же подается от отдельного выпрямителя с фильтром.

Мощность возбуждения, подводимая к сеточной цепи, будет равна

$$P_{c\omega} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} i_c U_{mc} \cos \Theta d\Theta. \quad (11-13)$$

Для приближенного интегрирования данного выражения можно воспользоваться правилом трапеции и уравнением (11-6).

Если учесть, что импульс сеточного тока имеет малый угол отсечки и соответствует по времени вершине положительного полупериода переменного сеточного напряжения, когда  $\cos \Theta$  близок к 1, можно считать, что мощность возбуждения выражается приближенным выражением

$$P_{c\omega} = \frac{U_{mc}}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} i_c d\Theta,$$

так как постоянная составляющая тока сетки

$$I_{c(0)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} i_c d\Theta;$$

мощность возбуждения генераторной лампы приближенно равна

$$P_{c\omega} = U_{mc} I_{c0}, \quad (11-14)$$

где  $U_{mc}$  — амплитуда напряжения возбуждения, т.е. переменной составляющей напряжения на сетке;

$I_{c0}$  — постоянная составляющая сеточного тока.

При использовании данных, заимствованных из табл. 11-3, мощность возбуждения, рассчитанная по этой формуле, получается 688 *вт*, тогда как точное выражение (11-13) дает — 646 *вт*.

Часть мощности сеточного тока, равная  $P_{c0} = U_{c0} I_{c0}$ , выделяется на сопротивлении утечки или передается в источник смещения. Если пренебречь той частью мощности возбуждения, которая затрачивается на управление электронным потоком и вместе с электронами передается в анодную цепь, мощность, рассеиваемая на сетке при бомбардировке ее электронами, будет равна

$$P_c = U_{mc} - U_{c0} I_{c0} = I_{c0} (U_{mc} - U_{c0}). \quad (11-15)$$

Мощность возбуждения, расходуемая в сеточной цепи, должна быть как можно меньше, так как в противном случае в режимах независимого возбуждения будет сильно нагружаться предыдущий каскад, а в режимах самовозбуждения — анодный контур рассматриваемой лампы.

Способность генераторных ламп отдавать значительную мощность в выходную цепь при относительно небольшой управляющей мощности возбуждения, затрачиваемой во входной цепи лампы, характеризуется коэффициентом усиления по мощности, т.е. отношением

$$\frac{P_{a\sim}}{P_{\sim}} \quad (11-16)$$

Тетроды и пентоды, особенно их лучевые модификации, позволяют получить гораздо больший коэффициент усиления по мощности (до 1000—10 000), чем триоды, в которых этот параметр не превышает нескольких десятков.

В отличие от многих видов электронных ламп для генераторных и мощноусилительных ламп, являющихся энергетическими приборами, важнейшее значение имеют энергетические показатели режима работы лампы.

Основные энергетические показатели двух рассмотренных выше режимов работы мощного генераторного триода приведены в табл. 11-3, в которой особое внимание рекомендуется обратить на взаимосвязь между эквивалентным сопротивлением колебательной нагрузки, с одной стороны, и к.п.д. колебательной мощности и мощностью возбуждения, с другой.

Результаты вычислений, приведенные в табл. 11-3, показывают, как сильно влияет изменение эквивалентного сопротивления анодной колебательной нагрузки на входную мощность, к.п.д. и выходную мощность генераторной лампы.

Параметры, соответствующие оптимальному режиму, могут быть найдены исследованием энергетических показателей режимов, соответствующих семейству нагрузочных характеристик, проходящих через одну и ту же заданную начальную точку  $Q$  и оканчивающихся на граничной прямой, определяемой равенством  $u_{a\min} = u_{c\max}$ .\*

Табулирование результатов расчета позволяет выбрать оптимальное эквивалентное сопротивление колебательной нагрузки анодной цепи  $R_{oe}$  и проверить, не превышают ли мощности, рассеиваемые на аноде и сетке данной лампы, допустимые нормы.

#### 11-4. Резонансная нагрузка

В качестве нагрузки в мощных усилителях и генераторах используется параллельный резонансный контур, эквивалентное сопротивление которого обозначается через  $R_{oe}$ . Если внешняя полезная нагрузка, имеющая активное сопротивление  $R_x$ , связана с анодным контуром гене-

\* Как упомянуто выше, равенство  $u_{a\min} = u_{c\max}$  является грубо ориентировочным показателем оптимальных режимов генераторных ламп, причем режимы, оптимальные по отдаваемой колебательной мощности, по к.п.д. и по коэффициенту усиления по мощности получаются в существенно различных условиях работы лампы. *Прим. ред.*

ракторной лампы посредством взаимной индуктивности  $M$  между катушкой связи полезной нагрузки и индуктивной ветвью контура (см. рис. 11-6), активное сопротивление анодного контура  $R_{\Sigma}$  представляет сумму последовательно включенных составляющих: активного сопротивления катушки индуктивности  $R_k$  и активного сопротивления, вносимого в контур связью с внешней нагрузкой  $R_x$ .

Для резонансного параллельного контура добротность

$$Q = \frac{\omega_r L}{R_{\Sigma}},$$

где  $\omega_r$  — резонансная угловая частота.

При значениях добротности контура  $Q > 10$  произведение  $\omega_r L I_k$  ( $I_k$  — эффективное значение колебательного тока в контуре) приблизительно равно  $U_{am}$  — эффективному напряжению на контуре. Поэтому

$$Q = \frac{(\omega_r L) I_k^2}{R_{\Sigma} I_k^2} = \frac{U_{am} I_k}{R_{\Sigma} I_k^2} \text{ в а/см.} \quad (11-17)$$

Таким образом,  $Q$  приблизительно равно отношению циркулирующей в контуре колебательной энергии, выраженной в вольтамперах, к энергии, поглощаемой активным сопротивлением  $R_{\Sigma}$ . Энергия вводится в контур за тот короткий отрезок времени, когда протекает импульс анодного тока, тогда как поглощение колебательной энергии происходит непрерывно.

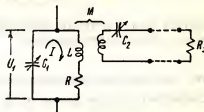


Рис. 11-6. Цепь резонансной нагрузки.

Мощность, поглощаемая активным сопротивлением  $R_{\Sigma} I_k^2$ , должна быть мала по сравнению с реактивной мощностью контура  $U_{am} I_k$ . Иначе в интервалах между последовательными импульсами анодного тока колебательный процесс начнет затухать, форма колебательного напряжения исказится и частота колебаний будет сильно зависеть от внесенных активных потерь. Минимальная практически приемлемая величина добротности нагруженного контура должна быть равна приблизительно  $Q \approx 10$ . Аналогично, энергия, затрачиваемая маятником в течение одного его колебания на трение и иные «активные» потери, должна быть мала по сравнению с колебательной энергией маятника, или же частота колебаний маятника будет нестабильна и будет сильно зависеть от внешних воздействий.

Эквивалентное сопротивление параллельного колебательного контура

$$R_{oe} = \frac{L}{C R_{\Sigma}}. \quad (11-18)$$

Мощность, генерируемая в анодном контуре,

$$P_{an} = \frac{U_{am}^2}{2 R_{oe}},$$

отсюда для получения контура с желательным резонансным импедансом необходимо, чтобы

$$\frac{L}{C} = \frac{RU_{\text{ан}}^2}{2P_{\text{ан}}},$$

или

$$X_C = \frac{1}{\omega_r C} = \frac{U_{\text{ан}}^2}{2QP_{\text{ан}}} = \frac{U_{\text{эфф}}^2}{QP_{\text{ан}}}, \quad (11-19)$$

где  $U_{\text{эфф}}$  — эффективное значение колебательного напряжения на контуре.

Согласно теории резонансных цепей

$$X_L = \omega_r L = X_C \left(1 - \frac{1}{Q^2}\right), \quad (11-20)$$

причем при достаточно большой добротности нагруженного контура можно считать приближенно

$$X_L = X_C,$$

так как даже при минимальном значении добротности  $Q = 10$  второе слагаемое в скобках правой части уравнения (11-20),  $\left(\frac{1}{Q^2}\right)$ , составляет всего 1%.

На этом расчет выходного колебательного контура заканчивается.

Исследование влияния связи с полезной нагрузкой  $R_x$  на анодный колебательный контур выполняется обычным методом расчета связанных контуров.

Обратимся к рис. 11-6. Если значение емкости  $C_2$  выбрано так, что емкостное сопротивление на частоте  $\omega_r$  компенсирует реактивное сопротивление индуктивности  $L_2$ , активное сопротивление, вносимое в анодный колебательный контур связью с полезной нагрузкой, будет равно

$$R'_x = \frac{\omega_r^2 M^2}{R_2 + R_x}, \quad (11-21)$$

где  $R_2$  — активное сопротивление индуктивности  $L_2$ .

Полное активное сопротивление нагруженного анодного контура  $R_{\Sigma}$  будет равно сумме  $R_1$  (активного сопротивления индуктивности  $L_1$ ) и вносимого сопротивления  $R'_x$ , так как соответственно уравнению (11-21) эти сопротивления будут включены в индуктивную ветвь анодного контура последовательно.

Настройка анодного контура в резонанс с входным колебанием осуществляется изменением емкости контурного конденсатора  $C_1$ .

В момент резонанса эквивалентное сопротивление анодного контура и колебательное напряжение на нем будут максимальными, а постоянная составляющая анодного тока и мощность, рассеиваемая на аноде лампы, будут иметь наименьшее значение, так как с увеличением переменной

составляющей анодного напряжения остаточное напряжение на аноде лампы

$$u_a = U_{a_m} - U_{a_k},$$

а вместе с ней и постоянная составляющая анодного тока уменьшаются. Поэтому индикатором настройки анодного контура может служить прибор, измеряющий среднее значение анодного тока; при резонансе показание прибора будет минимальным. При использовании соответствующих измерительных приборов контур может быть также настроен в резонанс по максимуму колебательного напряжения на контуре  $U_{a_k}$  или по максимуму колебательного тока в контуре  $I_k$ .

### 11-5. Умножение частоты

Учитывая, что анодный ток усилителей класса *C* содержит в себе высшие гармоники, данные усилители можно использовать для умножения частоты в два, три, четыре и большее число раз. При работе лампы в режиме умножения частоты анодный контур настраивается не на основную—первую—гармонику, а на нужную высшую гармонику входной частоты. При этом возбуждающие контур импульсы анодного тока следуют с частотой входного сигнала и в интервалах между каждыми двумя последовательными импульсами тока в анодном контуре имеются свободные затухающие колебания (рис. 11-7).

Для того чтобы к.п.д. в режиме умножения имел приемлемое для практических целей значение, удвоенный угол отсечки анодного тока

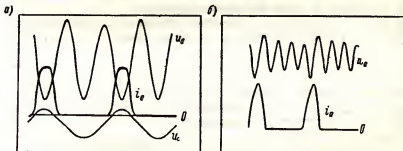


Рис. 11-7. Осциллограммы переменного анодного напряжения, анодного тока и входного напряжения в режиме удвоения частоты (а). Осциллограммы анодного напряжения и анодного тока в режиме учетверения частоты (б).

не должен превышать величины, соответствующей половине периода выделяемой гармоники.\* Применительно к удвоителю частоты это усло-

\* Строгое исследование режимов умножения [11-5] показывает, что максимальная мощность выделяемой гармоники и близкое к максимуму значение к.п.д. имеют место при удвоенном угле отсечки анодного тока  $2\theta_{к\text{отр}} = 240^\circ/\kappa$ , где  $\kappa$  — номер выделяемой гармоники, причем при последующем умножении угла отсечки (т. е. в области  $\theta < \theta_{к\text{отр}}$ ) к.п.д. возрастает. *Прим. ред.*

ние требует, чтобы  $2\theta$  было не больше  $90^\circ$  периода входного сигнала. При больших углах отсечки получается плохой к.п.д., поскольку анодный ток будет протекать и в то время, когда напряжение на аноде велико (рис. 11-7, б). На рис. 11-7, б приведены осциллограмма колебательного напряжения на выходном контуре и осциллограмма импульсов анодного тока генератора, работающего в режиме учетверения частоты.

Чтобы получить малый угол отсечки, нужно использовать большое напряжение смещения и большое напряжение возбуждения  $U_{\text{вс}}$ . Это обычно связано с повышенными потерями в цепи сетки.

Как правило, хорошие энергетические показатели получаются в режимах умножения при использовании ламп, имеющих большой коэффициент усиления по мощности. В режимах умножения рекомендуется применять тетроды, пентоды или лучевые лампы. Наиболее удобными из них являются лучевые лампы. Благодаря малым сеточным токам и высокой крутизне лучевых ламп мощность возбуждения, требуемая подобными лампами, невелика и некоторое увеличение этой мощности в режимах умножения вполне допустимо.

### 11-6. Обратная связь в ламповых генераторах

В качестве источников колебаний в диапазоне частот от 10 кГц и выше используются генераторы на вакуумных лампах. Несмотря на большое разнообразие существующих схем ламповых генераторов, они должны удовлетворять одному общему требованию: для поддержания непрерывных колебаний необходимо наличие положительной обратной связи между выходной и входной цепью генератора.

На рис. 11-8 приведена блок-схема усилителя с обратной связью, имеющего коэффициент усиления по напряжению

$$A = \frac{U_2}{U_1}. \quad (11-22)$$

Как было указано в седьмой главе, напряжение на выходе цепи обратной связи, характеризуемой коэффициентом  $\beta$ ,

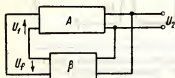


Рис. 11-8. Блок-схема генератора с обратной связью.

$$\dot{U}_f = \beta \dot{U}_2.$$

В замкнутой цепи обратной связи величина и фаза напряжения  $\beta U_2$  должны быть таковы, чтобы напряжение  $U_f$  было полностью идентично  $U_1$  по фазе и по абсолютной величине. Если цепь обратной связи обеспечивает выполнение равенства  $U_f = U_1$ , тогда

$$\dot{A} = \frac{\dot{E}_2}{\beta \dot{E}_2} = \frac{1}{\beta},$$

причем

$$\dot{A}\beta = 1. \quad (11-23)$$



Последнее соотношение выражает условие существования непрерывных колебаний. При выполнении этого условия в схеме с замкнутой цепью обратной связи возникают незатухающие колебания постоянной амплитуды, причем выходное напряжение будет равно  $\dot{U}_2$ .

Так как величина  $\beta$  никогда не может быть больше единицы, то для поддержания колебаний, т.е. для выполнения равенства (11-23), необходимо, чтобы коэффициент усиления по напряжению  $\dot{A}$  был больше единицы.

Используя известное выражение для коэффициента усиления

$$\dot{A} = \frac{-\mu \dot{Z}_{n.c}}{R_i + Z_{n.c}}$$

и учитывая (11-23), имеем:

$$\dot{\beta} = - \left( \frac{1}{\mu} + \frac{1}{SZ_{n.c}} \right). \quad (11-24)$$

Это равенство называется условием Баркгаузена, выполнение которого необходимо для получения устойчивых колебаний. Если  $\dot{Z}_{n.c}$  имеет активный характер, то знак минус указывает на то, что для обеспечения надлежащей фазы напряжения  $\dot{U}_f$  цепь обратной связи должна осуществлять сдвиг фазы на  $180^\circ$ . Если  $\dot{Z}_{n.c}$  не является чисто активным, требуется дополнительный компенсирующий сдвиг фазы.

Уравнения (11-23) и (11-24) определяют параметры цепи обратной связи, которыми она должна обладать для обеспечения устойчивого генерирования колебаний. Способы осуществления обратной связи могут быть различными; основные варианты схем генераторов с обратной связью рассмотрены в разделе 11-8.

Учитывая, что коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$\dot{A}' = \frac{\dot{A}'}{1 - \dot{A}\dot{\beta}},$$

а при  $\dot{A}\dot{\beta} = 1$  обращается в бесконечность, необходимо, чтобы некоторый элемент схемы действовал как ограничитель амплитуды и препятствовал ее неограниченному возрастанию. Такое ограничивающее действие достигается обычно тем, что при возрастании амплитуды колебаний рабочая точка перемещается на нелинейные участки характеристики, т.е. в область отсечки или в область насыщения, где параметры лампы  $\mu$  и  $S'$  принимают значения, при которых условие Баркгаузена не выполняется. Вследствие этого в подобных схемах имеются искажения формы колебаний, а также высшие гармоники, что присуще генераторам с автоматическим ограничением амплитуды колебаний. Если необходимо получить чисто синусоидальные колебания, следует использовать внешнюю цепь ограничения амплитуды и ввести в схему некоторые дополнительные элементы.

## 11-7. Основные соотношения между параметрами элементов колебательных цепей в генераторах с обратной связью

Приведенная на рис. 11-9, а схема генератора называется схемой с колебательным контуром в анодной цепи. Допустим, что сеточный ток равен нулю, параметры лампы постоянны и что форма колебаний синусоидальная. Такие допущения не верны для реальных генераторов, работающих обычно в режиме класса С, когда параметры реальных ламп сильно изменяются при перемещении рабочей точки на динамической характеристике. Однако и при использовании изложенных выше упрощающих допущений могут быть получены результаты, позволяющие сформулировать общие требования, которым должны удовлетворять параметры схемы.

Данный приближенный метод не претендует на возможность получения точной количественной оценки.

Принятые выше упрощающие допущения позволяют написать следующие равенства для эквивалентной схемы, приведенной на рис. 11-9, б

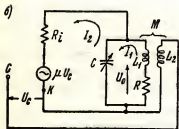
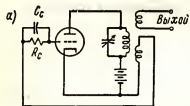


Рис. 11-9. Генератор с колебательным контуром в анодной цепи (а). Эквивалентная схема этого генератора (б).

$$\dot{U}_c - j\omega \frac{M}{I_1} = 0; \quad (11-25)$$

$$\mu U_c - (R + j\omega L_1) \dot{I}_1 - R \dot{I}_2 = 0; \quad (11-26)$$

$$\left( R + j\omega L_1 - \frac{j}{\omega C} \right) \dot{I}_1 + \frac{j \dot{I}_2}{\omega C} = 0. \quad (11-27)$$

Выходное напряжение, выделяющееся на анодной нагрузке,

$$U_{\text{вых}} = -(R + j\omega L_1) \dot{I}_1. \quad (11-28)$$

С помощью соотношений (11-25) и (11-28) можно найти выражение для коэффициента обратной связи  $\beta$ :

$$\beta = \frac{U_c}{U_{\text{вых}}} = \frac{j\omega M \dot{I}_1}{-(R + j\omega L_1) \dot{I}_1} = \frac{-j\omega M}{R + j\omega L_1}. \quad (11-29)$$

Здесь  $U_c$  — напряжение обратной связи, подаваемое на вход схемы, т.е. на сетку лампы.

Решая (11-26) и (11-27) относительно  $\dot{I}_1$ , после простейших преобразований находим

$$U_{\text{вых}} = \frac{-\mu U_c (R + j\omega L_1)}{R + j\omega L_1 + R_f + j\omega C R_f (R + j\omega L_1)}.$$

Теперь можно найти коэффициент усиления:

$$\dot{A} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{с}}} = \frac{-S}{1/r_p + 1/(R + j\omega L_1) + j\omega C}. \quad (11-30)$$

Для обеспечения генерации должно быть выполнено условие, сформулированное в разделе 11-6:  $\dot{A}\beta = 1$ . Это требование должно удовлетвориться и для рассматриваемой схемы генератора. Используя уравнения (11-29) и (11-30), имеем

$$\left. \begin{aligned} \dot{A}\beta &= \frac{-j\omega M}{R + j\omega L_1} \cdot \frac{-S}{1/r_p + 1/(R + j\omega L_1) + j\omega C} = 1; \\ \frac{j\omega M}{R + j\omega L_1} &= \frac{1}{\mu} + \frac{1}{S(R + j\omega L_1)} + \frac{j\omega C}{S} \frac{(R + j\omega L_1)}{j\omega L_1}. \end{aligned} \right\} \quad (11-31)$$

Умножив последнее равенство на  $(R + j\omega L_1)/j\omega L_1$ , получим после соответствующих преобразований:

$$\left( \frac{M}{L_1} - \frac{1}{\mu} - \frac{RC}{SL_1} \right) + j \left( \frac{R}{\mu\omega L_1} + \frac{1}{\omega L_1 S} - \frac{\omega C}{S} \right) = 0. \quad (11-32)$$

Приравняв нулю действительную часть выражения (11-32), определим значение

$$\frac{M}{L_1} = \frac{1}{\mu} + \frac{RC}{SL_1}.$$

Так согласно (11-18)  $L_1/RC$  равно эквивалентному сопротивлению колебательного контура  $R_{\text{св}}$

$$-\frac{M}{L_1} = - \left( \frac{1}{\mu} + \frac{1}{SR_{\text{св}}} \right). \quad (11-33)$$

Нетрудно видеть, что равенство (11-33) выражает условие Баркгаузена для рассматриваемой схемы генератора. Это условие будет выполняться в данной схеме при отрицательной величине  $M$ . Отношение  $M/L_1$  равно  $\beta$ , т.е. коэффициенту обратной связи.

Приравнявая нулю мнимую часть уравнения (11-32), получим

$$\omega^2 LC = 1 + \frac{R}{R_1},$$

откуда

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} \left( 1 + \frac{R}{R_1} \right)}. \quad (11-34)$$

Второй сомножитель подкоренного выражения показывает, как влияют на резонансную частоту контура его активное сопротивление и внутреннее сопротивление лампы. При точной настройке в резонанс мнимая часть уравнения (11-32) обращается в 0. Так как активное сопротивление контура  $R$  обычно очень мало по сравнению с внутренним сопротивлением лампы  $R_1$ , частота генератора будет незначительно

отличаться от резонансной частоты изолированного контура. Однако поскольку активное сопротивление контура  $R$  включает в себя сопротивление, вносимое в контур за счет связи с полезной нагрузкой, частота генератора будет зависеть от сопротивления нагрузки и степени связи с ней. Желательно, чтобы настроенный контур генератора не был связан с переменной нагрузкой.

Для поддержания незатухающих колебаний коэффициент усиления должен быть больше единицы, а параметры цепи обратной связи должны обеспечивать выполнение условия Баркгаузена. Частота при этом будет удовлетворять уравнению (11-34). Условие Баркгаузена может быть записано в виде, определяющем минимально приемлемое значение крутизны  $S_{\min}$  генераторной лампы

$$S \geq \frac{1}{R_n (M/L_1 - 1/\mu)}. \quad (11-35)$$

Для возбуждения колебаний при нулевом смещении крутизна должна быть больше величины, определяемой этой формулой. По мере нарастания амплитуды генерируемых колебаний на сопротивлении  $R_c$  возникает напряжение смещения, обусловленное протекающим через данное сопротивление сеточным током, и лампа переходит в режим класса С.

При соответствующем выборе всех параметров схемы и в том числе этого сопротивления средние значения  $\mu$  и  $S$  будут удовлетворять условию Баркгаузена.

Чем больше амплитуда колебаний, тем больше становится сеточный ток и, следовательно, и напряжение смещения. Увеличение напряжения смещения вызывает уменьшение крутизны лампы в рабочей точке, в результате чего уменьшается амплитуда колебаний и в конце концов в схеме устанавливается некоторый равновесный режим. Использование сеточного сопротивления для подачи напряжения смещения позволяет получить высокую крутизну лампы в момент начала процесса возбуждения, так как при отсутствии колебаний напряжение смещения равно нулю и обеспечивает автоматическое ограничение амплитуды нарастающих колебаний. При увеличении  $R_c$  уменьшается мощность, затрачиваемая в сеточной цепи, и улучшается стабильность частоты генерируемых колебаний. Но слишком большое значение  $R_c$  вызывает неустойчивость и прерывистость генерации.

## 11-8. Основные схемы генераторов с обратной связью

Различные схемы генераторов с обратной связью (рис. 11-10) отличаются друг от друга способом осуществления обратной связи анодной цепи с сеточной цепью. В схеме, приведенной на рис. 11-9, а, обратная связь обеспечивается за счет взаимной индукции между анодной и сеточной катушкой, причем колебательный контур находится в анодной цепи.

В схеме, изображенной на рис. 11-10, а, в цепи обратной связи также используется взаимная индукция, но колебательный контур находится в сеточной цепи. Подобные схемы обычно используются в приемниках

в качестве гетеродина и их нередко называют генераторами с колебательным контуром в сеточной цепи.

В схеме, показанной на рис. 11-10, б, колебательный контур имеется и в анодной, и в сеточной цепях; катушки контуров экранированы во избежание индуктивной связи между ними. Напряжение обратной связи подается через междueleктродную емкость сетка — анод. Вслед-

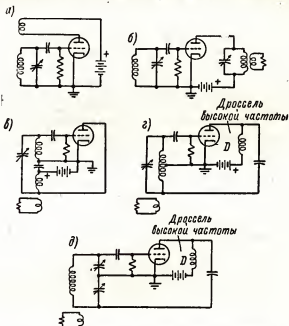


Рис. 11-10. Генератор с колебательным контуром в цепи сетки (а). Двухконтурный генератор (б). Схема индуктивного трехточечного генератора Хартля с последовательным питанием (в). Схема индуктивного трехточечного генератора Хартля с параллельным питанием (г). Схема емкостного трехточечного генератора Колпитца с параллельным питанием (д).

ствие малости этой емкости в тетрадах и пентодах они не могут хорошо работать в такой схеме, если между анодом и сеткой не введена дополнительная емкость.

В рассматриваемой схеме колебательный контур с более высокой добротностью определяет частоту колебаний. Поскольку анодная цепь обычно питает внешнюю нагрузку, сеточный контур, задающий частоту, обычно имеет большую добротность. Анодный контур настраивается так, чтобы согласовать анодную нагрузку генератора с условиями работы в режиме класса С.

Рассмотренная схема известна как схема двухконтурного генератора.

На рис. 11-10, а и 11-10, з изображены широко известные индуктивные трехточечные схемы Гартлея, в которых обратная связь обеспечивается за счет связи между двумя частями индуктивности контура. Изменением положения катодного отвода — шупа (рис. 11-10, б), или емкости конденсатора, включенного в цепь катода (рис. 11-10, з), можно регулировать напряжение возбуждения, выходную мощность и к. п. д.

Последовательное питание анодной цепи (рис. 11-10, в), при котором контурная катушка находится под высоким постоянным напряжением, обычно не используется, а применяется схема параллельного питания анодной цепи (рис. 11-10, г). Дроссель *Др*, имеющий большое сопротивление на в. ч., не позволяет токам высокой частоты замыкаться через источник анодного напряжения, благодаря чему устраняется шунтирующее действие источника на колебательный контур.

В емкостной трехточечной схеме Колпитца (рис. 11-10, д) обратная связь регулируется изменением емкости конденсаторов, составляющих емкостную ветвь контура. При использовании переменных конденсаторов их конструируют таким образом, чтобы с увеличением емкости одного конденсатора емкость второго уменьшалась, а суммарная емкость контура оставалась неизменной.

## 11-9. Электронная связь. Стабилизация частоты с помощью пьезоэлектрических кристаллов

Обычно требуется, чтобы частота генерируемых колебаний была стабильна. Один из способов улучшения стабильности частоты генератора указан в разделе 11-7. Он заключается в уменьшении связи колебательного контура с нагрузкой. Член  $R/R_i$  в уравнении (11-34) делается пренебрежимо малым, и, таким образом, уменьшается влияние на частоту генератора изменений  $R$  и  $R_i$ . Уменьшение связи контура с нагрузкой может быть достигнуто введением промежуточного слабо нагруженного буферного каскада, или же за счет применения схемы генератора с электронной связью (см. рис. 11-11).

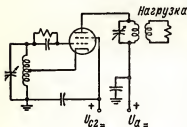


Рис. 11-11. Генератор с электронной связью.

В данной схеме катод, управляющая сетка и экранирующая сетка тетрода или пентода действуют как катод, управляющая сетка и анод триода в генераторе Гартлея, причем здесь по высокой частоте заземляется не катод, а экранирующая сетка. Электроны проходят сквозь экранирующую сетку, попадают на анод и вызывают падение напряжения

в настроенном контуре. Так как в хорошо экранированном тетроде анодный ток не зависит от анодного напряжения, изменение параметров анодной цепи оказывает пренебрежимо малое влияние на сеточную цепь, задающую частоту. Принято говорить, что такая схема имеет элек-

тронную связь, поскольку связь между управляющей сеткой и выходными цепями осуществляется здесь только через электронный поток. По сути дела, в рассмотренной схеме в одной лампе объединены генератор на триоде и буферный каскад.

Еще более высокая стабильность может быть достигнута, если заменить частотно-задающую цепь генератора пьезоэлектрическим кристаллом. Обычно в качестве пьезоэлектрического стабилизатора частоты используется пластинка кварца. Пьезоэлектрический эффект, наблюдаемый в некоторых кристаллах, заключается в следующем: если на одну пару граней таких кристаллов оказывать механическое воздействие (растяжение или сжатие), на другой паре граней возникают электрические заряды. Наблюдается также обратный эффект — возникновение механических напряжений и деформации кристалла под воздействием электрического напряжения.

Переменное напряжение, поданное на электроды, соединенные с двумя противоположными гранями пьезокристалла, вызывает в кристалле механические колебания. При частоте механического резонанса эти механические колебания и сопутствующие им изменения электрических зарядов делаются очень большими.

Частота механического резонанса зависит от размеров кристалла, от угла срезов пластинки по отношению к кристаллографическим осям и от типа механических колебаний, «разрешенного» кристаллу. Кварц обладает высокой временной и температурной стабильностью и его резонансная частота отличается постоянством.

Рисунок 11-12, а показывает расположение основных типов срезов ( $X$  и  $Y$ ) в гексагональном кристалле кварца. Кварцевые пластинки среза  $X$  имеют отрицательный частотный температурный коэффициент. Для резонансной частоты в этом случае справедливо соотношение:

$$f = \frac{2,86 \cdot 10^6}{t},$$

где  $t$  — толщина пластинки, мм.

Пластинка кварца  $Y$ -среза имеет положительный температурный коэффициент; резонансная частота подобных пластинок

$$f = \frac{1,96 \cdot 10^6}{t}.$$

Из изложенного вытекает, что при определенной ориентации срезов можно получить пластинки, имеющие нулевой температурный коэффициент. Это относится к срезам типа  $AT$ ,  $BT$ ,  $GT$ .

Кристалл, рассматриваемый вместе с присоединенными к нему электродами, представляет собой некоторое электрическое устройство. Эквивалентная схема его изображена на рис. 11-12, б, где  $C_d$  — емкость конденсатора, образуемого электродами, между которыми находится пластинка кварца, играющего здесь роль диэлектрика.

При использовании кварцедержателей специальной конструкции добротность кварцевого кристалла будет очень высока: от 10 000 до 500 000. Столь высокое значение добротности кварцевых пластин и

обеспечивает высокое постоянство частоты генераторов, стабилизированных кварцем.

На рис. 11-12, б изображена схема двухконтурного генератора, в котором кварц играет роль сеточного колебательного контура, задающего частоту; обратная связь осуществляется здесь через междузлектродную емкость лампы  $C_{ac}$ . Для того чтобы фаза напряжения обрат-

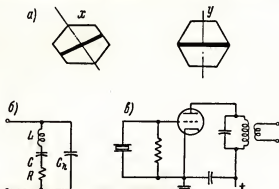


Рис. 11-12. Основные направления среза кристалла (а). Эквивалентная схема кварцевого стабилизатора частоты (б). Генератор, стабилизированный кварцем (в).

ной связи была правильна, сопротивление анодного контура должно иметь индуктивный характер.

Основная частота колебаний кварцевых кристаллов, изготавливаемых для практического применения, лежит в диапазоне от 40  $\text{кГц}$  до 10  $\text{МГц}$ . Путем использования обертонов, т.е. гармоник основной частоты кварца, можно генерировать с помощью стабилизированных кварцем генераторов и более высокие частоты.

Для кристаллов с нулевым температурным коэффициентом, работающих в хорошо сконструированных схемах, может быть получена стабильность, характеризующаяся уходом частоты не более, чем в 1—10  $\text{Гц}$  на  $\text{МГц}$  (т.е.  $10^{-5} \div 10^{-6}$ ) в течение длительного времени работы.

### 11-10. Генераторы с фазосмещающими $RC$ -цепями

В схемах генераторов не обязательно присутствие индуктивных элементов. Надлежащий сдвиг фазы в цепи обратной связи может быть обеспечен способами, отличными от описанных выше. Схема, изображенная на рис. 11-13, генерирует на частоте, при которой общий сдвиг фаз в  $RC$ -цепи равен  $180^\circ$ . Эта схема пригодна для получения колебаний фиксированной частоты.

Вторая схема, в которой для создания положительной обратной связи и обеспечения нужного фазового сдвига используется  $RC$ -цепь показана на рис. 11-14. Если пренебречь реактивным сопротивлением



емкости  $C$ , поскольку оно на рабочих частотах должно быть мало, и определить

$$\dot{Z}_1 = R_1 - \frac{j}{\omega C_1}; \quad \dot{Z}_2 = \frac{-jR_2/\omega C_2}{R_2 - j/\omega C_2},$$

то условие существования устойчивых колебаний определяется уравнением:

$$\dot{A}\dot{\beta} = 1 = \dot{A} \cdot \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2}, \quad (11-36)$$

где  $\dot{A}$  — коэффициент усиления схемы по напряжению.

Из уравнения (11-36) вытекает, что для обеспечения надлежащей величины обратной связи и правильного фазового сдвига параметры схемы должны удовлетворять двум условиям:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

и

$$\dot{A} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}.$$

Таким образом частота и коэффициент усиления данного усилителя определяются сопротивлениями и емкостями, входящими в его схему.

В частном случае, когда  $R_1 = R_2$  и  $C_1 = C_2$ , имеем:

$$\omega = \frac{1}{R_1 C_1} \text{ и } \dot{A} = 3.$$

Для ограничения амплитуды колебаний и улучшения их формы в схему дополнительно вводится отрицательная обратная связь, осуществ-

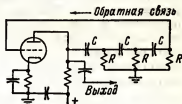


Рис. 11-13. Генератор с фазосдвигающими RC-цепями.

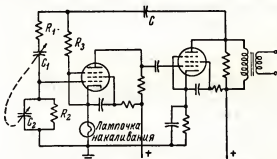


Рис. 11-14. Полная схема RC-генератора.

ляемая с помощью  $R_3$ , в качестве которого используется маленькая лампочка накаливания с вольфрамовой нитью. Увеличение амплитуды выходного напряжения вызывает увеличение температуры нити и возрастание сопротивления лампочки накаливания, в результате чего уси-

ливается отрицательная обратная связь. Таким образом происходит стабилизация амплитуды.

Главным достоинством схемы является широкий частотный диапазон генерируемых колебаний, так как частота здесь обратно пропорциональна  $C$ , а не  $\sqrt{C}$ , как в  $LC$ -генераторах. Поэтому с помощью обычных конденсаторов переменной емкости в подобных генераторах можно обеспечить коэффициент перестройки  $f_{\max} : f_{\min} = 10 : 1$ .

### 11-11. Генераторы ультразвуковых колебаний

Использование звуковых колебаний или колебаний твердого, жидкого и газообразного вещества с частотой выше предела слышимости (ультразвуковая область) позволяет получить большие механические ускорения и силы. Благодаря этому ультразвуковые колебания успешно применяются для изготовления эмульсий, для ускорения различных химических реакций и процессов, для механической обработки особо твердых веществ, в медицинских целях и т.д. Для создания сильных звуковых полей в растворах или в твердых телах в диапазоне частот от нескольких килогерц до нескольких мегагерц обычно используется один из следующих двух преобразователей энергии в совокупности с ламповым генератором: стержни из магнитострикционного материала или пьезоэлектрические кристаллы. Как те, так и другие одинаково пригодны для преобразования энергии электрических колебаний в энергию ультразвуковых механических колебаний.

В магнитострикционном излучателе (рис. 11-15, а) в качестве элемента, связывающего две катушки, применен стержень из никеля (или же из инвара или другого сплава никеля). Когда такой стержень находится в магнитном поле, в нем возникают магнитные силы, вызывающие изменение длины стержня. Чтобы увеличить амплитуду этих изменений используется явление механического резонанса магнитных стержней, для чего длина стержня выбирается равной половине длины волны генерируемых ультразвуковых колебаний. Длина волны определяется по формуле:

$$\lambda = \frac{v}{f},$$

где  $v$  — скорость распространения звука в материале, из которого сделан стержень (около 5000 м/сек, для никеля);

$\lambda$  — длина волны, м;

$f$  — частота, гц.

Любое изменение анодного тока вызывает изменение магнитного потока в стержне, находящемся внутри анодной катушки, что вызывает продольную деформацию стержня и в нем возникает продольная волна, двигающаяся к противоположному от катушки концу. С распространением волны связаны деформация и соответствующее изменение потока в части стержня, находящейся внутри сеточной катушки, в которой индуцируется напряжение. Сеточное напряжение вызывает дальнейшее изменение (в ту же сторону) сеточного тока и в схеме воз-

никает колебательный процесс. Частота колебаний определяется резонансной частотой стержня, причем электрические колебательные цепи генератора должны быть настроены в резонанс с этой частотой. По внешнему виду рассматриваемая схема напоминает схему Гартлея, однако связь между катушками здесь осуществляется только через магнито-стрикционный стержень, а сами катушки обычно экранируются.

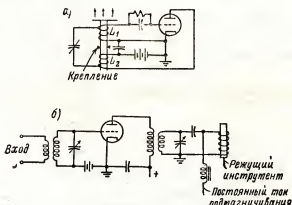


Рис. 11-15. Магнитострикционный генератор (а). Магнитострикционный преобразователь с внешним возбуждением (б).

Стержень должен быть нормально поляризован постоянным магнитным полем, так как изменение его длины одинаково по знаку для обоих направлений намагничивающего потока. Без поляризации стержень вибрировал бы с частотой в два раза большей по сравнению с частотой колебаний при наличии подмагничивания. Необходимость в том, чтобы магнитострикционный стержень имел практически приемлемую геометрическую длину, ограничивает частоту излучателей подобного типа диапазоном  $10 \div 100$  кГц.

Один конец стержня может быть присоединен к нагрузке, причем следует обеспечить надлежащее согласование импедансов, и звуковые колебания могут таким образом использоваться для оказания воздействия на жидкость или твердое тело. При резонансе амплитуда колебаний стержня может достигнуть 0,02 мм.

На рис. 11-15, б изображен иной вариант схемы ультразвукового генератора, в котором магнитострикционный преобразователь возбуждается усилителем класса С. С помощью такой схемы можно обеспечить большую выходную мощность и более высокий к.п.д., чем это возможно при использовании генератора с непосредственным магнито-стрикционным управлением. Каскад усиления мощности, связанный непосредственно с магнитострикционным стержнем, в данной схеме возбуждается от специального маломощного каскада, работающего в режиме самовозбуждения.

Ультразвуковые колебания можно получить, как уже упоминалось, также с помощью пьезоэлектрических преобразователей (рис. 11-16). В разделе 11-9 было указано, что кварцевые кристаллы под действием электрических напряжений испытывают соответствующие механические деформации. Помимо кварца, пьезоэлектриками являются кристаллы сегнетовой соли, титанат бария, аммоний — тарtrat (ammonium tartrate) и др. Хотя два последних материала и обладают значительно большим, чем кварц, коэффициентом полезного действия при преобразовании электрической энергии в ультразвуковую, они не могут быть использованы в ультразвуковых генераторах вследствие

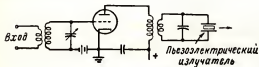


Рис. 11-16. Пьезоэлектрический ультразвуковой излучатель.

их малой механической прочности; они успешно применяются в приемной и измерительной ультразвуковой аппаратуре.

Наилучшие результаты получаются при использовании в пьезовибраторах титаната бария. Пьезоэлектрические свойства титаната бария возникают в процессе поляризации его с помощью сильного электрического поля. После снятия поля остаточная поляризация сохраняется. Его можно формовать аналогично керамическим изделиям.

Титанат бария может быть отформован в виде фокусирующего радиатора, который будет концентрировать акустическую энергию в определенном «фокальном» пятне. Поляризация отдельных участков пьезовибратора должна обеспечить нужное направление механическим деформациям всех участков. Можно получить энергию ультразвуковых колебаний в виде очень узкого луча ультразвуковой энергии, так как радиатор может иметь в диаметре несколько десятков миллиметров при длине волны в несколько десятых миллиметра; диаметр луча зависит от отношения между диаметром излучателя и длиной волны и уменьшается с возрастанием этого отношения. Рабочая температура пьезовибраторов из титаната бария не должна превышать  $110^{\circ}\text{C}$ . Поэтому ультразвуковые вибраторы из титаната бария обычно требуют масляного или водяного охлаждения.

Коэффициент электромеханической связи представляет отношение полученной механической энергии к общей энергии, поданной на вход преобразователя. Для кварца он равен 0,11, тогда как для титаната бария этот коэффициент может достигать 0,45 и для сегнетовой соли доходит до 0,54.

Во всех областях применения ультразвука для хорошей трансформации энергии важно обеспечить согласование акустического выходного импеданса с импедансом нагрузки. Такое согласование может быть достигнуто регулировкой относительных размеров излучающего электрода и нагрузки. В области распространения ультразвуковой волны частицы вещества приобретают очень большое ускорение. Ускорение, приобретаемое молекулами при воздействии на них сравнительно небольшой

ультразвуковой мощности (несколько ватт на квадратный сантиметр) при частоте 1 мгу может доходить до значений в 1 млн. раз больших ускорения силы тяжести. Во многих жидкостях при воздействии ультразвуковых колебаний достаточной интенсивности и частоты в результате внутренних разрывов вещества образуются маленькие полости (каверны),

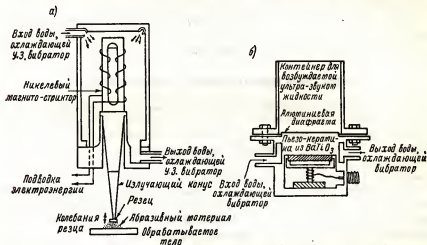


Рис. 11-17. Ультразвуковой долбежный станок с магнитострикционным преобразователем (а). Ультразвуковой вибратор из титаната бария, используемый для передачи у.з. колебаний жидкости (б).

захлопывание которых сопровождается различными явлениями. На рис. 11-17, а в качестве иллюстрации практического применения магнитострикционных преобразователей показана конструкция ультразвукового долбежного станка, предназначенного для долбления очень твердых материалов.

Станок позволяет с помощью резца из холоднокатаной стали или из латуни с большой скоростью долбить в карболите, стекле и в других твердых материалах фасонные отверстия сложной формы, имеющие поперечное сечение, соответствующее поперечному сечению резца. Резец, совершающий колебания вверх и вниз, увлекает в движение абразивные частицы, скалывающие обрабатываемое тело под торцом резца.

Резец, совершающий колебания вверх и вниз, увлекает в движение абразивные частицы, скалывающие обрабатываемое тело под торцом резца.

Таблица 11-4

Рабочие частоты для ультразвуковых преобразователей

Тип	Нормальный диапазон частот
Титанат бария .....	300 кгу — 1000 кгу
Кварц .....	10 кгу — 10 мгу
Магнитострикционный преобразователь ...	10 кгу — 100 кгу

На рис. 11-17, б показана ультразвуковая установка с пьезовибратором из титаната бария, предназначенная для возбуждения ультразвуковых колебаний в жидкости.

Цифры, приведенные в табл. 11-4, являются ориентировочными, так как при использовании специальных материалов и конструкций пьезоэлектрических и магнитострикционных вибраторов могут быть получены значительно большие частоты. Так, например, в лабораторных условиях при небольшой колебательной мощности были получены колебания магнитострикционных вибраторов на частотах до 1280 кГц и кварцевых вибраторов — до 1000 мГц.

## 11-12. Электромагнитные поля в металлах

Важной областью промышленного применения мощных ламповых генераторов высокочастотных колебаний является термическая обработка металлов и диэлектриков токами высокой частоты. Высокочастотная термическая обработка металла основана на возникновении индукционных токов в металлическом теле, помещенном в высокочастотное поле. Эти токи и разогревают тело.

Нагрев металлических изделий токами индукции может быть произведен быстрее, чем в печи; его можно локализовать в определенной части обрабатываемого тела. Высокочастотный ток генератора или усилителя проходит через катушку, окружающую металлическую деталь, в металле же индуцируется ток как во вторичной обмотке трансформатора. Нагреваемую область можно выбирать по желанию, поскольку первичная катушка может быть расположена так, как это требуется. Высокочастотный ток, нагревающий обрабатываемое изделие, имеет наибольшую плотность вблизи внешней поверхности и убывает по мере углубления в толщу тела.

Явление, заключающееся в вытеснении высокочастотного тока к поверхности металлического проводника, называется скин-эффектом. Данный эффект используется в процессах поверхностной закалки и цементации стали, когда закаливается только тонкий внешний слой металла. При этом во много раз увеличивается износостойчивость детали и сохраняются ее упругость и прочность относительно ударов и изгибающих усилий.

Качественно скин-эффект может быть объяснен следующим образом. В связи с наличием внутреннего магнитного поля трубки тока в центре проводящего стержня сцепляются с большим числом магнитных линий. Вследствие того что внутренние части проводника имеют более высокое индуктивное сопротивление, чем поверхностные слои стержня, ток «ищет» путь с наименьшим сопротивлением и вытесняется к поверхности. Это явление, которое у хороших проводников заметно уже при 60 Гц, очень резко выражено на высоких частотах от нескольких килогерц и выше.

Скин-эффект может быть проанализирован и количественно.

Рассмотрим цилиндр, изображенный на рис. 11-18. Допустим, что длина цилиндра  $h$  и его радиус  $d$ . Генератор высокой частоты, дающий на выходе напряжение  $U$ , подключен к тонким металлическим элек-

тродам с идеальной проводимостью, контактирующим с торцами цилиндра. Пренебрегая краевыми эффектами, можно считать, что векторы токов и полей будут иметь осевую симметрию и мгновенные значения их будут изменяться только в функции времени и радиуса  $r$ . Взаимосвязи между мгновенными значениями электрических и магнитных компонент электромагнитного поля выражаются уравнениями Максвелла, которые в цилиндрических координатах  $r$ ,  $\varphi$  и  $Z$  имеют следующий вид:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial \varepsilon_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial \varepsilon_\varphi}{\partial Z} = -\mu \frac{\partial H_r}{\partial t}, \quad \frac{\partial \varepsilon_r}{\partial Z} - \frac{\partial \varepsilon_z}{\partial r} = \mu \frac{\partial H_\varphi}{\partial t}, \quad (11-37)$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \varepsilon_\varphi) - \frac{1}{r} \frac{\partial \varepsilon_r}{\partial \varphi} = -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t};$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial H_\varphi}{\partial Z} = \sigma \varepsilon_r + \varepsilon \frac{\partial \varepsilon_r}{\partial t}, \quad \frac{\partial H_r}{\partial Z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} = \sigma \varepsilon_\varphi + \varepsilon \frac{\partial \varepsilon_\varphi}{\partial t}, \quad (11-38)$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r H_\varphi) - \frac{1}{r} \frac{\partial H_r}{\partial \varphi} = \sigma \varepsilon_z + \varepsilon \frac{\partial \varepsilon_z}{\partial t}.$$

При наличии цилиндрической симметрии все составляющие полей, кроме  $H_\varphi$  и  $\varepsilon_z$ , будут равны нулю, и приведенная выше система уравнений приобретает вид:

$$\frac{\partial \varepsilon_z}{\partial r} = \mu \frac{\partial H_\varphi}{\partial t}; \quad (11-39)$$

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r H_\varphi) = \sigma \varepsilon_z + \varepsilon \frac{\partial \varepsilon_z}{\partial t}, \quad (11-40)$$

где  $\sigma$  — проводимость материала,  $\text{мОм}^2$ ;  $\varepsilon$  и  $\mu$  — диэлектрическая и магнитная проницаемости материала, причем

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0, \quad \mu = \mu_r \mu_0;$$

$\varepsilon_r$  — относительная диэлектрическая проницаемость;

$\mu_r$  — относительная магнитная проницаемость;

$\varepsilon_0$  и  $\mu_0$  — значения диэлектрической и магнитной проницаемостей в вакууме,

$$\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} \text{ фарад/м}, \quad \mu_0 = 4 \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}.$$

Если принять, что приложенное напряжение  $U$  изменяется во времени соответственно уравнению

$$u = U_m e^{j\omega t},$$

то поле будет меняться по такому же закону и уравнения (11-39) и (11-40) упрощаются:

$$\frac{d\varepsilon}{dr} = j\omega \mu H; \quad (11-41)$$

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r H) = \frac{H}{r} + \frac{\partial H}{\partial r} = (\sigma + j\omega \varepsilon) \varepsilon. \quad (11-42)$$

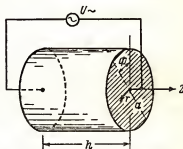


Рис. 11-18. Проводящий цилиндр с торцевыми электродами, обладающими идеальной проводимостью.

В уравнениях (11-42) используются эффективные значения напряженностей полей и для краткости подразумевается, что  $\epsilon = \epsilon_z$  и  $H = H_\phi$ . Эти уравнения описывают соотношения между напряженностями полей в сплошном стержне (рис. 11-18).

Решив уравнение (11-41) относительно  $H$  и подставив результат в (11-42), получим

$$\frac{\partial^2 \epsilon}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial \epsilon}{\partial r} - j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)\epsilon = 0. \quad (11-43)$$

Выражение (11-43) может быть упрощено, если ввести обозначение

$$\gamma^2 = -j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon) = \omega^2\mu\epsilon - j\omega\mu\sigma. \quad (11-44)$$

Используя это обозначение, имеем:

$$\frac{\partial^2 \epsilon}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial \epsilon}{\partial r} + \gamma^2 \epsilon = 0. \quad (11-45)$$

Полученное уравнение представляет собой дифференциальное уравнение Бесселя. Общее решение его имеет вид:

$$\epsilon = AI_0(\gamma r) + BK_0(\gamma r),$$

где  $A$  и  $B$  — произвольные постоянные;

$I(\gamma r)$  — функция Бесселя первого рода нулевого порядка;

$K_0(\gamma r)$  — функция Бесселя второго рода нулевого порядка.

Так как  $K_0(\gamma r)$  обращается в бесконечность по мере приближения значения  $r$  к нулю, постоянная  $B$  должна быть приравнена нулю, чтобы поле в центре стержня было конечным по величине в соответствии с физическим смыслом. Решение уравнения (11-45) теперь упрощается:

$$\epsilon = AI_0(\gamma r).$$

Функция Бесселя  $I_0(\gamma r)$  может быть разложена в ряд:

$$I_0(\gamma r) = 1 - \frac{(\gamma r)^2}{2^2} + \frac{(\gamma r)^4}{2^2 \cdot 4^2} - \frac{(\gamma r)^6}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2} + \frac{(\gamma r)^8}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2} - \dots \quad (11-46)$$

Численные значения данной функции табулированы [ ].

Чтобы определить постоянную  $A$ , следует принять во внимание, что при  $r = 0$ ,  $I_0 = 1$ . Обозначив напряженность электрического поля при  $r = 0$  через  $\epsilon_0$ , получим

$$\epsilon = \epsilon_0 I_0(\gamma r) \quad \text{или} \quad \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = I_0(\gamma r). \quad (11-47)$$

Выражение (11-47) позволяет определить  $\epsilon$  при любом значении радиуса в долях напряженности поля на оси цилиндра, т.е. в долях  $\epsilon_0$ .

Напряженность магнитного поля может быть найдена с помощью уравнения (11-41):

$$H = \frac{1}{j\omega\mu} \cdot \frac{\partial \epsilon}{\partial r}.$$

Взяв производную по  $r$  уравнения (11-46), получим

$$\frac{d}{dr} I_0(\gamma r) = -\gamma \left[ \frac{\gamma r}{2} - \frac{(\gamma r)^3}{2^2 \cdot 4} + \frac{(\gamma r)^5}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6} - \frac{(\gamma r)^7}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8} \right] + \dots \quad (11-48)$$



Ряд внутри скобок представляет не что иное, как функцию Бесселя первого рода и первого порядка  $I_1(\gamma r)$ .

Следовательно,

$$\frac{d}{dr} I_0(\gamma r) = -\gamma I_1(\gamma r). \quad (11-49)$$

Учитывая это равенство, получим выражение для напряженности магнитного поля

$$H = \frac{j\gamma \epsilon_0 I_1(\gamma r)}{\omega \mu}. \quad (11-50)$$

Таким образом, с помощью уравнений (11-47) и (11-50) можно вычислить напряженности электрического и магнитного полей, а также ток в любой точке цилиндрического тела.

### 11-13. Скин-эффект

Если цилиндр, изображенный на рис. 11-18, сделан из хорошего проводника, то для упрощения выводов можно ввести некоторые допущения. В частности, можно показать, что  $\sigma \gg \omega \epsilon$ , даже при самой высокой практически достижимой частоте. При использовании приведенного выше неравенства уравнение (11-44) для металлов может быть упрощено:

$$\gamma^2 = j\omega \mu \sigma. \quad (11-51)$$

Ток высокой частоты, протекая через проводник, как уже было указано выше, вызывает скин-эффект, т.е. явление вытеснения тока к поверхности. Для характеристики этого эффекта может быть введен специальный параметр  $\delta$  — глубина проникновения. Значение его может быть определено из формулы, которая приведена здесь без вывода:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f}} = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}, \quad (11-52)$$

где  $\delta$  выражена в метрах.

Как будет ясно из дальнейшего, данный параметр является удобным критерием для оценки толщины слоя металла, по которому фактически протекает ток при высокочастотном нагреве. Введя этот коэффициент в уравнение  $\gamma$ , получим

$$\gamma = \sqrt{-j} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\delta}. \quad (11-53)$$

Далее, из (11-47) имеем, что для проводящего цилиндра будет справедливо следующее соотношение:

$$\epsilon = \epsilon_0 I_0 \left( \sqrt{-j} \frac{\sqrt{2} r}{\delta} \right). \quad (11-54)$$

Равенство (11-54) представляет функцию Бесселя с комплексным аргументом. Выражение (11-46) при аргументе, равном  $\sqrt{-j} x$ , принимает вид:

$$I_0(\sqrt{-j} x) = 1 + j \frac{x^2}{2^2} - \frac{x^4}{2^2 \cdot 4^2} - j \frac{x^6}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2} + \frac{x^8}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2} + \dots$$

Данная функция может быть представлена в виде двух рядов, один из которых, содержащий только действительные члены, обозначим через  $ber(x)$ , а второй, содержащий только мнимые члены, через  $bei(x)$ . Согласно принятому определению

$$ber(x) = 1 - \frac{x^4}{2^2 \cdot 4^2} + \frac{x^8}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2} - \frac{x^{12}}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2 \cdot 10^2 \cdot 12^2} + \dots, \quad (11-55)$$

$$bei(x) = \frac{x^2}{2^2} - \frac{x^6}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2} + \frac{x^{10}}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2 \cdot 10^2} \dots \quad (11-56)$$

Итак,

$$I_0(\sqrt{-j}x) = ber(x) + j bei(x).$$

Производные этих функций могут быть получены последовательным дифференцированием; получающиеся ряды обозначим через  $ber'(x)$  и  $bei'(x)$

$$ber'(x) = -\frac{x^3}{2^2 \cdot 4} + \frac{x^7}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8} - \frac{x^{11}}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2 \cdot 10^2 \cdot 12} + \dots, \quad (11-57)$$

$$bei(x) = \frac{x}{2} - \frac{x^5}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6} + \frac{x^9}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2 \cdot 10} - \dots \quad (11-58)$$

Значения функций  $ber(x)$ ,  $bei(x)$ ,  $ber'(x)$ ,  $bei'(x)$  также табулированы [ ].

Численные значения этих функций для нескольких последовательных значений  $x$  приведены в табл. 11-5.

Таблица 11-5

Значения функций  $ber(x)$ ,  $bei(x)$ ,  $ber'(x)$ ,  $bei'(x)$

$x$	$ber(x)$	$bei(x)$	$ber'(x)$	$bei'(x)$
0,0	1,000	0,00	0,00	0,00
0,5	0,999	0,0625	-0,0078	0,0250
1,0	0,984	0,250	-0,0624	0,499
1,5	0,921	0,558	-0,210	0,730
2,0	0,752	0,972	-0,493	0,917
2,5	0,399	1,457	-0,944	0,998
3,0	-0,221	1,938	-1,570	0,881
3,5	-1,194	2,283	-2,336	0,435
4,0	-2,563	2,293	-3,135	-0,491
4,5	-4,299	1,686	-3,754	-2,053
5,0	-6,230	0,116	-3,844	-4,354
10,0	138,84	56,37	51,37	135,23
20,0	47 583,7	11 500,8	24 325,1	41 491,5
$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$

Учитывая вышесказанное, уравнение (11-54) может быть переписано в виде

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \left[ \operatorname{ber} \left( \frac{\sqrt{2}r}{\delta} \right) + j \operatorname{bei} \left( \frac{\sqrt{2}r}{\delta} \right) \right]. \quad (11-59)$$

Плотность тока для любого радиуса равна  $\sigma \varepsilon$ . Следовательно,

$$\frac{I}{m^2} = \sigma \varepsilon_0 \sqrt{\left[ \operatorname{ber} \left( \frac{\sqrt{2}r}{\delta} \right) \right]^2 + \left[ \operatorname{bei} \left( \frac{\sqrt{2}r}{\delta} \right) \right]^2} \quad (11-60)$$

(выражение для абсолютной величины). Из кривых распределения плотности тока по сечению медного проводника (рис. 11-19) вытекает, что эффект вытеснения тока на поверхность проводника возрастает с повышением частоты.

Пользуясь равенством

$$H = \frac{NI}{2\pi r},$$

можно вычислить общий ток, протекающий через цилиндрический проводник:

$$I_0 = 2\pi a H_0 = \frac{j2\pi a \gamma I_1(\gamma a)}{\omega \mu},$$

где  $H_0$  — напряженность магнитного поля на поверхности цилиндра, т.е. при  $r = a$ .

Член  $\gamma I_1(\gamma a)$  может быть определен из уравнения (11-49):

$$\begin{aligned} \gamma I_1(\gamma a) &= -\frac{d}{da} I_0(\gamma a) = -\frac{d}{da} \left[ \operatorname{ber} \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) + j \operatorname{bei} \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) \right] = \\ &= -\frac{\sqrt{2}}{\delta} \left[ \operatorname{ber}' \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) + j \operatorname{bei}' \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) \right]. \end{aligned}$$

Итак, общий ток в проводящем цилиндре

$$I_r = \frac{-j2\sqrt{2}\pi a}{\omega \mu \delta} \left[ \operatorname{ber}' \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) + j \operatorname{bei}' \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) \right]. \quad (11-61)$$

Теперь можно определить полное сопротивление цилиндра единичной длины

$$\begin{aligned} Z = \frac{E}{I} &= \frac{\varepsilon_0 \left[ \operatorname{ber} \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) + j \operatorname{bei} \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) \right]}{\frac{-j2\sqrt{2}\pi a}{\omega \mu \delta} \left[ \operatorname{ber}' \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) + j \operatorname{bei}' \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) \right]} = \\ &= \frac{j\omega \mu \delta}{2\sqrt{2}\pi a} \left[ \frac{\operatorname{ber} \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) + j \operatorname{bei} \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right)}{\operatorname{ber}' \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) + j \operatorname{bei}' \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right)} \right]. \end{aligned} \quad (11-62)$$

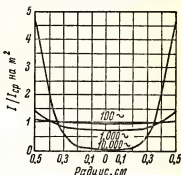


Рис. 11-19. Кривые распределения плотности тока по объему проводника на в.ч. (эти кривые иллюстрируют сущность скин-эффекта).

Полное комплексное сопротивление может быть представлено в виде

$$Z = R_{n.\text{ч}} + jX_{n.\text{ч}}.$$

Это выражение может быть нормировано делением на сопротивление данного цилиндра на постоянном токе

$$R_{(0)} = \frac{1}{\sigma \pi a^2}.$$

Учитывая, что

$$\left. \begin{aligned} \frac{Z}{R_{(0)}} &= \frac{R_{n.\text{ч}}}{R_{(0)}} + j \frac{X_{n.\text{ч}}}{R_{(0)}}, \\ \left( \frac{\omega \mu \delta}{2 \sqrt{2} \pi a} \right) \frac{1}{R_{(0)}} &= \frac{1}{2} \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right), \end{aligned} \right\} \quad (11-63)$$

получим следующие выражения для активной и реактивной составляющей полного сопротивления единичного цилиндрического проводника на высоких частотах

$$\frac{R_{n.\text{ч}}}{R_{(0)}} = \frac{1}{2} \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) \left\{ \frac{\text{ber} \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) \text{bei}' \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) - \text{bei} \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) \text{ber}' \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right)}{\left[ \text{ber}' \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) \right]^2 + \left[ \text{bei}' \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) \right]^2} \right\}; \quad (11-64)$$

$$\frac{X_{n.\text{ч}}}{R_{(0)}} = \frac{1}{2} \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) \left\{ \frac{\text{ber} \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) \text{ber}' \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) + \text{bei} \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) \text{bei}' \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right)}{\left[ \text{ber}' \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) \right]^2 + \left[ \text{bei}' \left( \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) \right]^2} \right\}. \quad (11-65)$$

Кривые изменения активной и реактивной компоненты полного сопротивления цилиндрического проводника на высоких частотах в функции от отношения  $(a/\delta)$  приведены на рис. 11-20. Аргумент этих графиков  $(a/\delta)$  представляет собой радиус цилиндра, измеренный в единицах толщины скин-слоя.

Рисунок 11-20 показывает, что при  $a/\delta > 2$  рассматриваемые зависимости почти линейны, поэтому они с достаточной точностью выражаются уравнениями:

$$\text{при } \frac{a}{\delta} > 2 \quad \left\{ \begin{aligned} \frac{R_{n.\text{ч}}}{R_{(0)}} &= \frac{a}{2\delta} + 0,25; \\ \frac{X_{n.\text{ч}}}{R_{(0)}} &= \frac{a}{2\delta}. \end{aligned} \right. \quad (11-66)$$

$$(11-67)$$

Обратимся к выражению (11-52).

Нетрудно видеть, что как увеличение частоты  $f$ , так и возрастание  $\sigma$  или  $\mu$  уменьшает глубину проникновения тока. Уменьшение  $\delta$ , т.е. уменьшение эффективной площади проводимости, вызывает увеличе-

ние удельного сопротивления металлических проводников при возрастании частоты.

Это может быть проиллюстрировано следующим образом.

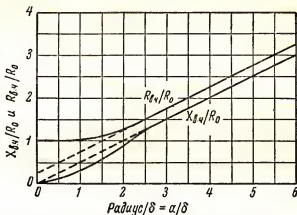


Рис. 11-20. Кривые зависимости активной и реактивной составляющей сопротивления на высоких частотах от отношения  $\left(\frac{\alpha}{\delta}\right)$ .

Пусть через проводник, представляющий сплошное тело (рис. 11-21, а), протекает постоянный ток  $I$ , равномерно распределенный по сечению. Сопротивление на 1 м длины было бы в этом случае равно

$$R_1 = \frac{E_1}{I} = \frac{1}{\sigma \pi a^2}.$$

Далее, пусть имеется трубчатый проводник, см. рис. 11-21, б, с толщиной стенок  $\delta$ , и пусть через него протекает такой же, как в первом случае, ток, равномерно распределенный по кольцевому сечению трубки.

Тогда

$$R_2 = \frac{E_2}{I} = \frac{1}{\sigma [\pi a^2 - \pi (a - \delta)^2]}.$$

Следовательно, отношение  $R_2/R_1$  будет равно

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{\sigma \pi a^2}{\sigma [\pi a^2 - \pi (a - \delta)^2]} = \frac{a'}{2\delta} \left( \frac{1}{1 - \delta/2a} \right).$$

При  $\delta/2a \ll 1$

$$\frac{1}{1 - \delta/2a} \approx 1 + \frac{\delta}{2a}$$

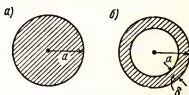


Рис. 11-21. Металлическая трубка, сопротивление которой на в.ч. равняется сопротивлению сплошного металлического цилиндра равного диаметра (толщина стенки трубки равна толщине скин-слоя).

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{a}{2\delta} \left( 1 + \frac{\delta}{2a} \right) = \frac{a}{2\delta} + 0,25. \quad (11-68)$$

Выражение (11-68) аналогично уравнению (11-66), так как согласно определению толщины скин-слоя отношение  $R_{в.ч.}/R_0$  является отношением сопротивления трубчатого проводника радиуса  $a$  и толщины стенки  $\delta$  к сопротивлению сплошного цилиндрического проводника радиуса  $a$ .

#### 11-14. Индукционный нагрев цилиндрических металлических стержней

Рабочая часть установки для индукционного нагрева металлических изделий часто имеет вид, схематически показанный на рис. 11-22. Здесь разогревается цилиндрический стержень, окруженный спиральной катушкой, по которой протекает высокочастотный ток. Индуцируемый в стержне ток вызывает выделение джоулева тепла ( $I^2 R$ ), которое повышает температуру стержня.

Для простоты будем считать, что длины стержня и катушки достаточно велики, для того чтобы можно было пренебречь краевыми эффектами. Будем предполагать, что напряженность магнитного поля  $H$  повсюду направлена вдоль оси стержня и является функцией только радиуса  $r$  и времени и что напряженность электрического поля  $E$  во всех точках направлена вдоль радиусов стержня и также является функцией только радиуса и времени.

Обращаясь к выражениям (11-37) и (11-38) и учитывая, что в рассматриваемом случае имеется цилиндрическая симметрия и потому все компоненты электрического и магнитного поля, кроме  $H_z$  и  $E_\varphi$  ( $H_z$  и  $E_\varphi$  — мгновенные значения), отсутствуют, приходим к следующим уравнениям, описывающим изучаемые явления:

$$\frac{\partial E_\varphi}{\partial r} + \frac{E_\varphi}{r} = -j\omega\mu H_z; \quad (11-69)$$

$$-\frac{\partial H_z}{\partial r} (\sigma + j\omega\epsilon) E_\varphi. \quad (11-70)$$

Рис. 11-22. Цилиндрический стержень, окруженный нагревающей катушкой (а). Эквивалентная глубина проникновения (защитиванная область), (б).

Как и в разделе 11-12, от этих равенств можно перейти к уравнению

$$\frac{\partial^2 H}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial H}{\partial r} - j\omega\mu (\sigma + j\omega\epsilon) H = 0, \quad (11-71)$$

где под  $H$  подразумевается  $H_z$ . Для металлического цилиндра опять можно принять, что  $\sigma \gg \omega \epsilon$ .

Уравнение (11-71) идентично по форме уравнению (11-43), только место  $\epsilon$  в нем занимает  $H$ , т.е. в соответствии с физическими законами в рассматриваемом случае поля ориентированы таким образом, что напряженность магнитного поля  $H$  аксиальна, а напряженность  $\epsilon$  направлена по радиусу.

Аналогично предыдущему (11-59) решение дифференциального уравнения (11-71) можно представить в виде

$$H = C \left[ \text{ber} \left( \frac{\sqrt{2} r}{\delta} \right) + j \text{bei} \left( \frac{\sqrt{2} r}{\delta} \right) \right]. \quad (11-72)$$

Постоянную  $C$  можно определить из условия, что напряженность магнитного поля у самой поверхности цилиндра должна равняться сумме начальной напряженности  $H_0 = \frac{NI}{2\pi a}$ , создаваемой полем, окружающим стержень катушки, и добавочной напряженности, обусловленной токами, протекающими через стержень. Для идеального проводника эти напряженности были бы равными и аддитивными. Однако и для реальных проводников данное равенство выполняется с достаточной степенью точности при большой, по сравнению с расстоянием между катушкой и поверхностью цилиндра, длине волны электромагнитных колебаний.

Таким образом, общая напряженность магнитного поля на поверхности цилиндра радиуса  $a$  может быть принята равной удвоенной исходной напряженности, т.е.  $2H_0$ . Далее, придавая радиусу  $r$  в выражении (11-72) значение  $a$  и определив значение постоянной  $C$ , получим

$$H = 2H_0 \left[ \frac{\text{ber}(\sqrt{2} r/\delta) + j \text{bei}(\sqrt{2} r/\delta)}{\text{ber}(\sqrt{2} a/\delta) + j \text{bei}(\sqrt{2} a/\delta)} \right]. \quad (11-73)$$

Из равенства (11-70) имеем

$$\epsilon = -\frac{1}{\sigma} \cdot \frac{\partial H}{\partial r},$$

откуда, на основании (11-73), получаем

$$\epsilon = -\frac{2\sqrt{2} H_0}{\sigma \delta} \left[ \frac{\text{ber}'(\sqrt{2} r/\delta) + j \text{bei}'(\sqrt{2} r/\delta)}{\text{ber}(\sqrt{2} a/\delta) + j \text{bei}(\sqrt{2} a/\delta)} \right],$$

причем для абсолютной величины напряженности электрического поля будет справедливо выражение

$$|\epsilon| = \frac{2\sqrt{2} H_0}{\sigma \delta} \sqrt{\frac{[\text{ber}'(\sqrt{2} r/\delta)]^2 + [\text{bei}'(\sqrt{2} r/\delta)]^2}{[\text{ber}(\sqrt{2} a/\delta)]^2 + [\text{bei}(\sqrt{2} a/\delta)]^2}}. \quad (11-74)$$

Мощность, выделяющаяся в каждом метре длины металлического цилиндра, будет

$$P = \int_{r=0}^{r=a} 2\pi r \sigma \epsilon^2 dr \text{ вт/м.}$$

Окончательное выражение для мощности, найденное Мак-Лэклэном (Mc Lachlan), [12], имеет вид:

$$P = \frac{8\pi H_0^2}{\sigma} \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) \left\{ \frac{\operatorname{ber} \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) \operatorname{ber}' \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) + \operatorname{bei} \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) \operatorname{bei}' \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right)}{\left[ \operatorname{ber} \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) \right]^2 + \left[ \operatorname{bei} \left( \frac{\sqrt{2}a}{\delta} \right) \right]^2} \right\}. \quad (11-75)$$

Если обозначить через  $F$  выражение

$$F = \sqrt{2} \left\{ \frac{\operatorname{ber}(\sqrt{2}a/\delta) \operatorname{ber}'(\sqrt{2}a/\delta) + \operatorname{bei}(\sqrt{2}a/\delta) \operatorname{bei}'(\sqrt{2}a/\delta)}{[\operatorname{ber}(\sqrt{2}a/\delta)]^2 + [\operatorname{bei}(\sqrt{2}a/\delta)]^2} \right\},$$

являющееся функцией отношения  $a/\delta$ , получим

$$P = \frac{8\pi H_0^2}{\sigma} \cdot \frac{a}{\delta} F \text{ вт/м}. \quad (11-76)$$

Значение  $F$  может быть найдено с помощью графика  $F = f\left(\frac{a}{\delta}\right)$  (рис. 11-23).

Для цилиндра с периметром сечения  $2\pi a$  и длиной  $l$  м поверхностная плотность выделяющейся мощности, т.е. величина, равная мощности, приходящейся на единицу площади, будет равна

$$P_{\text{сд}} = \frac{P}{2\pi a} = \frac{8\pi H_0^2}{2\pi a} \cdot \frac{a}{\sigma \delta} \text{ вт/м}^2.$$

В предельном случае плоского листа, когда  $a$  можно считать бесконечно большим, последнее выражение обращается в

$$P_d = \frac{4H_0^2}{\sigma \delta} \text{ вт/м}^2. \quad (11-77)$$

Мощность  $P$ , выделяемая токами индукции в металлическом цилиндре, будет увеличиваться с возрастанием коэффициента  $\frac{a}{\delta}$ , который является функцией частоты, причем при данном первичном токе в катушке возбуждения напряженность  $H_0$  будет оста-

ваться постоянной. Однако Браун [13] обращает внимание на тот факт, что при  $a/\delta > 2,5$  изменение  $a/\delta$  не вызывает резкого увеличения  $F$  (см. рис. 11-23). Перегиб кривой на рисунке соответствует некоторой критической частоте  $f_{\text{кр}}$ . Повышать частоту выше этого значения

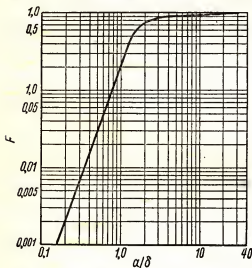


Рис. 11-23. Кривая зависимости  $F = f\left(\frac{a}{\delta}\right)$ .



не экономично. Установлено, что если значение частоты превышает критическую величину ( $f > f_{кр}$ ), то при увеличении частоты вместе с возрастанием мощности, выделяемой в нагреваемом теле токами индукции, возрастают в такой же степени потери в катушке возбуждения и никакого выигрыша в к.п.д. не получается. При частотах меньших, чем  $f_{кр}$ , величина мощности, вносимой в нагреваемое тело, резко падает. Поэтому желательно, чтобы при нагреве металлических изделий частота была немного выше критической, определяемой из формулы:

$$\frac{a}{\delta} = \frac{a}{\sqrt{2/\omega\mu\sigma}} = 2,5;$$

$$f_{кр} = \frac{12,5}{2\pi\mu\sigma a^2} \approx \frac{2}{\mu\sigma a^2}. \quad (11-78)$$

Все приведенные выше формулы, кроме (11-77), относятся к цилиндрическим стержням, нагревание которых часто встречается в практике высокочастотной термической обработки металлических изделий.

Изложенной теорией можно пользоваться для приближенных расчетов при разогреве металлических тел другой конфигурации.

### 11-15. Высокочастотный нагрев диэлектрических стержней и пластин

Причиной разогрева диэлектрических тел в высокочастотном поле являются диэлектрические потери, сопровождающие высокочастотные явления в изоляторах.

Для анализа процесса нагрева диэлектриков воспользуемся соотношениями, приведенными в разделе 11-12.

Допустим, что диэлектрическое тело (рис. 11-24) является идеальным изолятором, т.е. что  $\sigma = 0$ . Для диэлектрика  $\mu = \mu_0$

и 
$$\gamma = \sqrt{\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}.$$

Скорость распространения электромагнитных волн в свободном пространстве

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 3 \cdot 10^8 \text{ м/сек},$$

при этом длина волны

$$\lambda = \frac{c}{f}.$$

Следовательно,

$$\gamma = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_r}}{c} = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0}, \quad (11-79)$$

где  $\epsilon_r$  — обычная диэлектрическая постоянная.

Равенство (11-47) в применении к идеальным диэлектрикам будет иметь вид:

$$\frac{\epsilon}{\epsilon_0} = I_0 \left( \frac{2\pi r \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \right). \quad (11-80)$$

Выражаясь равенством (11-80) зависимость относительной напряженности электрического поля  $\epsilon/\epsilon_0$  от аргумента бесселевой функции  $\left( \frac{2\pi r \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \right)$  показана на рис. 11-25 сплошной линией. Из рассмотрения кривой следует, что при высоких частотах напряженность электрического поля в глубинных слоях диэлектрического цилиндра не изменяется монотонно с увеличением радиуса.

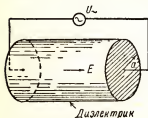


Рис. 11-24. Цилиндр из диэлектрика между двумя торцевыми металлическими электродами.

Цилиндр из идеального диэлектрика не может быть нагрет с помощью электрического поля, так как диэлектрические потери в нем отсутствуют. В практике же для диэлектрического разогрева необходимо, чтобы при подведении мощности высокой частоты к концевым электродам нагреваемого тела происходило равномерное повышение его температуры. Предположим, что нагреваемое тело сделано из материала, обладающего довольно

большими диэлектрическими потерями, т.е. из материала, для которого  $\sigma < \omega\epsilon$ , но  $\sigma \neq 0$ .

Тогда на основании (11-44) получим

$$\gamma = \sqrt{\omega^2 \mu_v \epsilon_v \epsilon_r (1 - j\alpha)}, \quad (11-81)$$

где  $\alpha = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_v \epsilon_r} = \frac{\sigma}{\omega \epsilon}$  — малая величина.

Далее имеем

$$\gamma = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \sqrt{1 - j\alpha}.$$

Подставляя значение  $\gamma$  в уравнение (11-46) и опуская как пренебрежимо малые все члены, содержащие вторую и более высокие степени  $\alpha$ , получим на основании (11-47) следующее выражение для относительной напряженности электрического поля в реальном диэлектрике с потерями:

$$\frac{\epsilon}{\epsilon_0} = I_0 \left( \frac{2\pi r \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \right) + j \frac{\alpha}{2} \left( \frac{2\pi r \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \right) I_1 \left( \frac{2\pi r \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \right). \quad (11-82)$$

Кривая изменения абсолютной величины этого выражения, в зависимости от аргумента бесселевой функции  $\left( \frac{2\pi r \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \right)$  при  $\alpha = 0,1$ , показана пунктиром на рис. 11-25.

Сравнивая эту кривую со сплошной кривой, соответствующей идеальному диэлектрику, замечаем, что обе они почти на всем своем протяжении совпадают друг с другом и расходятся только в областях, расположенных вблизи точек, где в идеальном диэлектрике напряженность электрического поля равна нулю. Так как почти для всех реальных диэлектриков значения  $\alpha$  лежат в пределах от 0 до 0,1, большинство

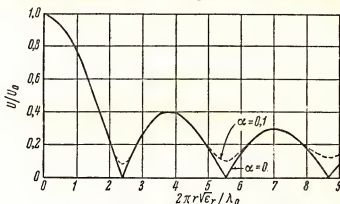


Рис. 11-25. Кривые зависимости отношения  $U/U_0$  для цилиндра из диэлектрика от аргумента бesselовой функции  $(2\pi r \sqrt{\epsilon_r} / \lambda_0)$ .

кривых, относящихся к практическим случаям, будет лежать в области, ограниченной рассмотренными кривыми.

Учитывая, что напряженность электрического поля в диэлектрике с потерями мало отличается от напряженности поля в идеальном диэлектрике, а уравнение (11-80) значительно проще уравнения (11-82), для определения мощности, поглощаемой в диэлектрике, будем пользоваться первым из этих выражений, помня об ошибках, которые оно дает в областях, близких к точкам нулевого поля. Поскольку выделяющаяся в диэлектрике мощность, приходящаяся на единицу объема ( $\text{м}^3$ ), равна  $\sigma \epsilon^2 \text{ вт/м}^3$ , причем напряженность электрического поля  $\epsilon$  изменяется в толще диэлектрического стержня по сложному, не монотонному закону, диэлектрический стержень будет разогреваться неравномерно.

Удельная мощность, поглощаемая элементарным объемом диэлектрика, расположенного на цилиндрической поверхности произвольного радиуса  $r$  (меньшего радиуса стержня  $a$ ), будет равна

$$P_r = \sigma \epsilon^2 = \sigma \epsilon_0^2 I_0^2 \left( \frac{2\pi r \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \right) \text{ вт/м}^3, \quad (11-83)$$

и общая мощность, поглощаемая каждым метром длины цилиндра,

$$P = 2\pi \sigma \epsilon_0^2 \int_{r=0}^{r=a} r I_0^2 \left( \frac{2\pi r \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \right) dr,$$

где  $2\pi r dr \cdot 1 \text{ м}^3$  — элемент объема.

После замены переменной интегрирования  $r$  на  $\left(\frac{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0}\right)$  получим значение мощности, приходящейся на единицу поверхности нагреваемого диэлектрического цилиндра,

$$P = \frac{2\pi\sigma\epsilon_0^2}{(2\pi\sqrt{\epsilon_r}/\lambda_0)^2} \int_0^{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}/\lambda_0} x I_0^2(x) dx = \\ = \pi a^2 \sigma \epsilon_0^2 \left[ I_0^2\left(\frac{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0}\right) + I_1^2\left(\frac{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0}\right) \right]. \quad (11-84)$$

Объем цилиндра, приходящийся на 1 м длины, равен  $\pi a^2 \cdot 1$  м. Следовательно, средняя мощность, поглощаемая в каждом кубическом метре тела, будет

$$P_{cp} = \sigma \epsilon_0^2 \left[ I_0^2\left(\frac{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0}\right) + I_1^2\left(\frac{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0}\right) \right] \text{ вт/м}^3. \quad (11-85)$$

Интересно оценить равномерность поглощения энергии в различных точках, соответствующих разным значениям радиуса. Это удобно сделать, разделив равенство (11-83) на среднее значение поглощаемой мощности, определяемое выражением (11-85).

Выполнив указанные операции, получим

$$\frac{P_r}{P_{cp}} = \frac{I_0^2(2\pi r \sqrt{\epsilon_r}/\lambda_0)}{I_0^2(2\pi a \sqrt{\epsilon_r}/\lambda_0) + I_1^2(2\pi a \sqrt{\epsilon_r}/\lambda_0)}. \quad (11-86)$$

Из кривых изменения  $P_r/P_{cp} = f(r)$ , рассчитанных для диэлектрического стержня диаметром 50 см и частот 60, 150 и 300 кгц (рис. 11-26)

вытекает, что при двух последних значениях частоты происходит неравномерный нагрев стержня.

Во многих случаях применения высокочастотного нагрева необходимо, чтобы все точки диэлектрика нагревались достаточно равномерно.

Найдем предельную частоту, при которой неравномерность удельной мощности, поглощаемой диэлектриком, не будет превышать заданной величины. Полагая, что величина  $\epsilon_0$  постоянна для всех частот, получим следующее выражение для отношения мощности, выделяющейся в единице объема, расположенной на цилиндрической

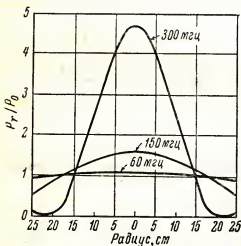


Рис. 11-26. Распределение энергии по сечению цилиндрического диэлектрического стержня диаметром 50 см,  $\epsilon_r = 3,0$ .

поверхности произвольного радиуса  $r$ , к мощности, выделяемой в единице объема на оси цилиндра,

$$\left( \frac{P_r}{P_{\text{center}}} \right) = \frac{I_0^2 (2\pi r \sqrt{\epsilon_r} / \lambda_0)}{1}, \quad (11-87)$$

так как  $I_0(0) = 1,0$ .

Из (11-87) следует, что если удельная энергия, поглощаемая поверхностными токами, составляет, например, 0,95 от энергии, поглощаемой в центре стержня, то должно выполняться равенство.

$$I_0 \left( \frac{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \right) = 0,95 = 0,975,$$

на основании которого из таблиц бесселевых функций находим

$$\frac{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} = 0,3.$$

Следовательно, наибольшее значение частоты, при которой удельная энергия, поглощаемая поверхностными слоями стержня, составляет не менее 95% от удельной энергии, поглощаемой в центре стержня, будет равно

$$f_{\text{max}} = \frac{0,3 \cdot 3 \cdot 10^8}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{14,31}{a \sqrt{\epsilon_r}} \text{ мГц}.$$

### 11-16. Сокращение времени высокочастотного нагрева металлов

Большим достоинством описанного выше способа термической обработки металлических изделий и диэлектриков является высокая скорость нагрева. Это очень ценное качество, так как при таком нагреве температура нагреваемого образца поднимается настолько быстро, что передача тепла смежным частям образца за счет теплопроводности и потерь, обусловленных конвекцией, практически отсутствует. Подводимое к изделию тепло поэтому идет только на увеличение температуры тела и компенсацию потерь на излучение, а также на затраты энергии, связанные с поглощением скрытой теплоты плавления или испарения.

Для тела, имеющего массу  $M_{\text{кг}}$  и удельную теплоемкость  $S \text{ дж/кг}^\circ\text{C}$ , количество тепловой энергии, необходимое для повышения температуры тела на  $\Delta\Theta^\circ$  (градусов), будет равно

$$\Delta h = SM\Delta\Theta \text{ дж},$$

а скорость накопления тепла

$$\frac{dh}{dt} = SM \frac{d\Theta}{dt} \text{ дж/сек} = \text{вт}.$$

Это выражение характеризует количество тепла, которое должно вводиться в тело за единицу времени в процессе накопления тепла, сопровождаемом изменением температуры тела.

Допустим, что потери тепла обусловлены только излучением. Для идеального излучателя, т.е. для абсолютно черного тела, мощность теплового излучения определяется по закону Стефана—Больцмана:

$$P = CA (\Theta^4 - \Theta_0^4) \text{ вт/м}^2, \quad (11-88)$$

где  $\Theta_0$  — температура окружающей среды или начальная температура поверхности тела,  $^\circ\text{K}$ ;

$A$  — общая излучающая поверхность,  $\text{м}^2$ .

Для абсолютно черного тела постоянная  $C$  равна  $5,73 \frac{10^{-8} \text{ вт}}{\text{м}^2 \text{ } ^\circ\text{K}^4}$ .

Излучающая способность всех реальных поверхностей ниже излучающей способности абсолютно черного тела. Для повышения температуры абсолютно черного тела до температуры  $\Theta$  требуется больше энергии, чем для нагрева до такой же температуры реального образца. Так как решено было пренебречь потерями за счет теплопроводности и конвекции, мощность потерь, вычисленная по формуле, справедливой для абсолютно черного тела, будет в какой-то мере учитывать дополнительные потери, имеющиеся на практике.

Конечная температура, которую будет иметь нагреваемое тело, определяется условиями теплового равновесия, т.е. равенством подводимой и излучаемой мощности. В установившемся равновесном режиме величина излучаемой мощности будет равна общему количеству поглощаемой мощности, а температура тела достигает предельного значения  $\Theta_n$ , которое может быть найдено на основании (11-88):

$$\Theta_n = \sqrt[4]{\frac{P}{CA} + \Theta_0^4} \text{ } ^\circ\text{K}. \quad (11-89)$$

Общая мощность, подводимая к образцу в какой-то момент времени, равна сумме двух слагаемых: мощности, обеспечивающей накопление тепла, и мощности, необходимой для поддержания устойчивого режима (при заданной температуре):

$$P = SM \frac{d\Theta}{dt} + CA (\Theta^4 - \Theta_0^4) \text{ вт},$$

причем

$$\frac{d\Theta}{dt} = \frac{CA}{SM} \left( \frac{P}{CA} + \Theta_0^4 - \Theta^4 \right).$$

Подставляя в последнее выражение значение  $\Theta_n$  из равенства (11-89), получаем следующее дифференциальное уравнение системы:

$$\frac{d\Theta}{dt} = \frac{CA}{SM} (\Theta_n^4 - \Theta^4). \quad (11-90)$$

Разделение переменных дает:

$$dt = \frac{SM}{CA} \left( \frac{d\Theta}{\Theta_u^4 - \Theta^4} \right). \quad (11-91)$$

Выражение, заключенное в круглые скобки, может быть разбито на две части следующим образом:

$$\frac{1}{\Theta_u^4 - \Theta^4} = \frac{a}{\Theta_u^2 - \Theta^2} + \frac{b}{\Theta_u^2 + \Theta^2};$$

$$1 = (\Theta_u^2 + \Theta^2) a + (\Theta_u^2 - \Theta^2) b.$$

Это равенство справедливо для всех значений  $\Theta$ . Положим  $\Theta = \Theta_u$ ; тогда

$$a = \frac{1}{2\Theta_u^2}.$$

Полагая  $\Theta = -\Theta_u$ , имеем:

$$b = \frac{1}{2\Theta_u^2}.$$

Уравнение (11-91) теперь может быть записано в виде

$$dt = \frac{SM}{CA} \cdot \frac{1}{2\Theta_u^2} \left( \frac{d\Theta}{\Theta_u^2 - \Theta^2} + \frac{d\Theta}{\Theta_u^2 + \Theta^2} \right).$$

В результате интегрирования этого уравнения, получаем

$$t = \frac{SM}{2CA\Theta_u^3} \left[ \arctg \frac{\Theta}{\Theta_u} - \arctg \frac{\Theta_0}{\Theta_u} + \frac{1}{2} \ln \frac{(\Theta_u + \Theta)(\Theta_u - \Theta_0)}{(\Theta_u - \Theta)(\Theta_u + \Theta_0)} \right] \text{ сек.} \quad (11-92)$$

Формула (11-92) показывает, какое время (в секундах) необходимо для нагрева абсолютно черного тела до температуры  $\Theta$  при затрачиваемой на нагрев мощности  $P$ .

На основании равенства (11-92) построен график зависимости температуры нагреваемого железного стержня диаметром 2 см, длиной 6 см и весом 0,149 кг от времени нагрева (рис. 11-27).

Средняя удельная теплоемкость железа для интервала температур  $\Theta = + (27 \div 300)^\circ\text{C}$  была принята равной  $461 \text{ дж/кг}^\circ\text{C}$ .

Тепловые постоянные некоторых металлов, необходимые для расчета нагрева этих металлов токами высокой частоты, приведены в табл. 11-6.

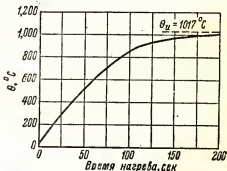


Рис. 11-27. Скорость нагрева железного стержня, вес стержня 0,149 кг, подводимая мощность 700 вт.

Тепловые постоянные металлов

Металл	Средняя удельная теплоемкость, $\text{дж/кг}^\circ\text{K}$ *	Плотность, $\text{кг/м}^3$	Коэффициент теплопередачи **, $\text{вт/м}^2\text{K}$	Электрическая проводимость, $\text{мкмо/м}^2$	Точка плавления, $^\circ\text{C}$
Алюминий	960	2 700	$2,1 \cdot 10^4$	$2 \div 3 \cdot 10^7$	660
Латунь .....	400	8400-8700	$1,2 \cdot 10^4$	$1,1 \div 1,3 \cdot 10^7$	920
Медь .....	420	8 930	$4,5 \cdot 10^4$	$4 \div 5 \cdot 10^7$	1084
Железо ....	480	7 870	$0,65 \cdot 10^4$	$0,3 \div 0,6 \cdot 10^7$	1527
Свинец ....	130	11 370	$0,38 \cdot 10^4$	$0,3 \div 0,5 \cdot 10^7$	327
Никель ....	460	8 900	$0,58 \cdot 10^4$	$0,5 \div 1 \cdot 10^7$	1455
Серебро ...	240	10 500	$4 \cdot 10^4$	$4,5 \div 6 \cdot 10^7$	960
Олово ...:	240	7 290	$0,63 \cdot 10^4$	$0,5 \div 1,0 \cdot 10^7$	232

\* Значения средней удельной теплопроводности и коэффициента теплопередачи указаны в удобных для расчетов, но непривычных единицах. Для перевода этих данных в общепринятые единицы могут быть использованы следующие соотношения:  $1 \text{ дж/кг}^\circ\text{K} = 4180 \text{ кал/г}^\circ\text{K}$ ;  $1 \text{ вт/м}^2\text{K} = 41800 \text{ кал/см сек}^\circ\text{K}$ . Прим. ред.

\*\* Коэффициент теплопередачи показывает, какое количество тепловой энергии проходит через параллелепипед, площадь основания которого равна  $1 \text{ м}^2$ , а высота соответствует отрезку, на котором температура параллелепипеда изменяется на  $1^\circ\text{K}$ .

Примечание. Для всех физических констант, кроме плотности и точки плавления, приведены усредненные значения по интервалу температур.

### 11-17. Пример расчета высокочастотного нагрева металлического стержня

Рассмотрим для примера следующий случай. Пусть латунный прут длиной в 20 см должен быть разогрет до  $700^\circ\text{C}$ ; нагрев нужно вести от температуры  $27^\circ\text{C}$  (температура окружающей среды).

Требуется определить, какова должна быть номинальная мощность генератора, если частота его 300 кгц.

Для латуни: плотность —  $8,4 \cdot 10 \text{ кг/м}^3$ ; средняя удельная теплоемкость —  $3,94 \cdot 10^3 \text{ дж/кг}^\circ\text{K}$ ; средняя электрическая проводимость —  $1,5 \cdot 10^7 \text{ мо} \cdot \text{м/м}^2$ ; магнитная проницаемость  $\mu_r = 1,0$ .

Величина мощности, которую надо подводить к нагреваемому телу, чтобы в пределе была достигнута нужная температура, определяется следующим образом.

Площадь поверхности тела равна

$$2\pi al + 2\pi a^2 = 0,0126 + 0,0006 = 0,0132 \text{ м}^2.$$

Излучаемая мощность равна

$$\begin{aligned} &5,73 \cdot 10^{-8} \cdot 1,32 \cdot 10^{-2} (973^4 - 300^4) = \\ &= 5,73 \cdot 10^{-8} \cdot 1,32 \cdot 10^{-2} \cdot 8,88 \cdot 10^{11} = 670 \text{ вт.} \end{aligned}$$



Однако при столь малой мощности время нагрева будет очень велико. Для того чтобы нагреть это тело до  $700^{\circ}\text{C}$  за практически приемлемое время, потребуется большая мощность. Если для ускорения процесса нагрева подводить к данному телу мощность, равную, например,  $2000 \text{ вт}$ , то, считая образец абсолютно черным телом, получим, что его наибольшая температура по достижении состояния равновесия будет равна:

$$\Theta_u^4 = \frac{2 \cdot 10^8}{5,73 \cdot 10^{-8} \cdot 1,32 \cdot 10^{-2}} + 81 \cdot 10^8 = 1277^{\circ}\text{K} = 1004^{\circ}\text{C}.$$

Прекратив нагрев тела в момент, когда температура его достигнет  $700^{\circ}\text{C}$ , можно получить значительное сокращение времени нагрева, так как скорость повышения температуры тела резко замедляется при приближении к равновесному состоянию (см. рис. 11-27).

Объем стержня равен

$$\pi \cdot 0,01^2 \cdot 0,2 = 6,28 \cdot 10^{-5} \text{ м}^3,$$

и вес его

$$M = 8,4 \cdot 10^3 \cdot 6,28 \cdot 10^{-5} = 0,527 \text{ кг}.$$

Обратимся к равенству (11-92). Так как

$$\frac{SM}{2CA\Theta_u^3} = \frac{3,94 \cdot 10^2 \cdot 0,527}{2 \cdot 5,73 \cdot 10^{-8} \cdot 1,32 \cdot 10^{-2} \cdot 2,08 \cdot 10^9} = 66,$$

то

$$t = 66 \left( \arctg \frac{973}{1277} - \arctg \frac{300}{1277} + \frac{1}{2} \ln \frac{2250 \cdot 977}{304 \cdot 1577} \right) = \\ = 66 (0,654 - 0,230 + 0,762) = 78,3 \text{ сек}.$$

Это и есть время нагрева, рассчитанное при допущении, что нагреваемое тело является абсолютно черным и что потерями за счет теплопроводности и конвекции можно пренебречь.

Мощность (в ваттах), выделяющаяся в каждом метре длины стержня,

$$\frac{P}{m} = \frac{2000}{0,2} = 10\,000 \text{ вт/м};$$

$$\frac{a}{\delta} = a \sqrt{\frac{\omega \mu \sigma}{2}} = 0,01 \sqrt{\frac{3 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 4 \cdot 10^{-7} \cdot 1,5 \cdot 10^7}{2}} = 0,01 \sqrt{17,7 \cdot 10^6} = 42,0.$$

Из графика, приведенного на рис. 11-23, имеем  $F = 1,0$ . Далее из равенства (11-76) получаем

$$P = \frac{8\pi H_0^2}{\sigma} \cdot \frac{a}{\delta} \cdot 1,0 = 10\,000 \text{ вт/м};$$

$$H_0 = \sqrt{\frac{P\sigma}{8\pi a/\delta}} = \sqrt{\frac{10^4 \cdot 1,5 \cdot 10^7}{8\pi \cdot 42,0}} = 11,9 \cdot 10^3 \text{ ас/м}.$$

Допустим, что имеется длинная катушка и что магнитодвижущая сила внутри катушки на единицу длины равна количеству ампервитков на один метр длины катушки. Если катушка изготовлена из медной

трубки диаметром  $6,35 \cdot 10^{-3}$  м, свернутой в спираль с расстоянием между центрами витков  $6,35 \cdot 10^{-3}$  м, то число витков катушки, приходящееся на метр ее длины, будет равно

$$\frac{N}{l} = \frac{1}{2 \cdot 6,35 \cdot 10^{-3}} = 78,7 \text{ витков/м}.$$

Ток, проходящий через катушку, должен быть равен

$$I = \frac{H_0}{(N/l)} = \frac{11,5 \cdot 10^3}{78,7} = 151 \text{ а}.$$

Суммируя результаты расчетов, получим:

номинальная мощность генератора равна 2 *квт* плюс потери в катушке;  
время нагрева до  $700^\circ$  равно 78,3 сек;  
число витков катушки на метр ее длины 78,7;  
ток в катушке 151 а.

### 11-18. Использование высокочастотных генераторов для получения высокого постоянного напряжения

Контур генератора высокой частоты может быть связан со вторичной обмоткой, имеющей много витков. Во вторичной цепи можно получить переменное напряжение очень большой амплитуды. Выпрямление этого переменного напряжения позволяет простыми средствами получить высокое постоянное напряжение малой мощности, необходимое для питания слаботоковых цепей (например, электронно-лучевых трубок в телевизионных приемниках). Основным достоинством данного способа является то, что схема источника высокого напряжения получается экономичней, так как она не содержит дорогих и тяжелых высоко-

вольтных трансформаторов, необходимых для повышения переменного напряжения питающей сети при использовании обычных выпрямителей. При обычной рабочей частоте генератора (несколько сотен килогерц) магнитный сердечник (если он имеется) будет представлять собой небольшой стержень, спрессованный из порошка высокочастотного ферромагнитного материала.

Обратимся к рис. 11-28, на котором показана схема генератора, используемого в качестве источника высокого напряжения.

На лампе  $L_1$  собран обычный генератор с колебательным контуром в анодной цепи. Высоковольтная и накальная обмотки связаны с анодным контуром; переменное напряжение выпрямляется высоковольтным диодом

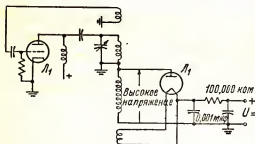


Рис. 11-28. Высокочастотный генератор, используемый для получения высокого постоянного напряжения.

$L_2$ . Фильтрация осуществляется с помощью обыкновенного  $RC$ -фильтра.

Учитывая, что здесь частота пульсаций весьма высока, достаточно совершенная фильтрация обеспечивается конденсаторами малой емкости.

Таким образом может быть получено напряжение до 80-100 кВ при условии, что ток, потребляемый от выпрямителя, не превосходит нескольких сотен микроампер.

## Задачи

**11-1.** Колебательный контур, схема которого приведена на рис. 11-29, настроен так, что его резонансная частота равна 100 кГц; емкость контура 0,02 мкФ; добротность  $Q = 50$ .

Найти эффективное напряжение на конденсаторе  $C$  и определить показания амперметра  $A$ , измеряющего эффективное значение тока, если через данный контур проходит ток, выражаемый уравнением

$$i = 0,5 + \frac{4}{\pi} \sin 2\pi 10^5 t + \frac{1}{3} \sin 6\pi 10^5 t + \dots$$

**11-2.** Для генератора с колебательным контуром в сеточной цепи, схема которого приведена на рис. 11-10, а, при допущениях, сделанных в разделе 11-7, и используя эквивалентную схему, вывести формулу для частоты колебаний и определить предельное значение  $S$ , при котором возможны незатухающие колебания.

**11-3.** Триод, характеристики которого приведены на рис. 11-30, а, работает в схеме усилителя мощности класса  $C$  при  $U_a = 5000$  в,  $U_{c_{\text{max}}}$ , равном утроенному напряжению отсечки, и  $U_{c_{\text{с}}} = 1300$  в. Учитывая, что  $u_{a_{\text{min}}} = u_{c_{\text{max}}}$  и  $f = 1,5$  МГц, определить:

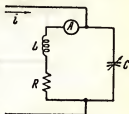


Рис. 11-29.

- постоянную составляющую анодного тока;
- эффективное значение  $I_{a1}$ ;
- выходную мощность;
- мощность, потребляемую от источника анодного питания;
- к.п.д. анодной цепи;
- эквивалентное сопротивление нагрузки;
- мощность, рассеиваемую на аноде лампы;
- мощность возбуждения.

**11-4.** В схеме генератора с колебательным контуром в анодной цепи используется триод, характеристики которого приведены на рис. 11-30, б, генератор работает на частоте 1,0 МГц при  $U_{a_{\text{с}}} = 1500$  в,  $U_{c_{\text{с}}}$ , равном удвоенному напряжению отсечки,  $U_{c_{\text{с}}} = 400$  в,  $u_{a_{\text{min}}} = u_{c_{\text{max}}}$ , добротность нагруженного контура  $Q = 12$ , емкость контура  $C = 200$  пФ.

Определить выходную мощность и к.п.д. анодной цепи и рассчитать колебательный контур.

**11-5.** Генераторная лампа, характеристики которой приведены на рис. 11-30, в, используется в качестве усилителя класса  $C$  при  $U_{a_{\text{с}}} = 1500$  в,  $U_{c_{\text{с}}}$ , равном утроенному напряжению отсечки, амплитуде импульса анодного тока 400 мА и  $u_{a_{\text{min}}} = u_{c_{\text{max}}}$ .

Найти:

- выходную колебательную мощность;
- энергию, потребляемую от источника анодного питания;
- к.п.д. анодной цепи;
- мощность возбуждения;
- мощность, рассеиваемую на аноде.

Рассчитать параметры параллельного резонансного контура. При этом принять, что добротность нагруженного контура  $Q = 12$ , а частота  $0,5$  мГц.

11-б. Лампа, характеристики которой приведены на рис. 11-30, б, имеет следующие предельные параметры: максимальное анодное напряжение  $U_{a_{\max}} = 3000$  в;

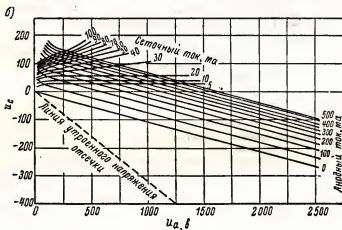
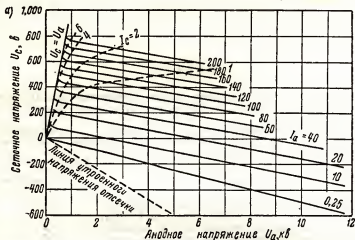


Рис. 11-30.

максимальное значение постоянной составляющей анодного тока —  $175$  ма; максимальную мощность, рассеиваемую на аноде,  $75$  вт; максимальное значение постоянной составляющей сеточного тока  $I_{c0} = 30$  ма. Эта лампа работает в режиме класса С на частоте  $1,59$  мГц при  $U_{a_{\max}} = 2000$  в, напряжении смещения, равном удвоенному напряжению отсечки,  $U_{\min} = U_{\max}$  и амплитуде импульса анодного тока, равной  $450$  ма.

Найти:

- а) выходную колебательную мощность;
- б) мощность, потребляемую от источника питания, и к. п. д. по анодной цепи;
- в) мощность, рассеиваемую на аноде;
- г) коэффициент усиления по мощности;
- д) требуемую величину эквивалентного сопротивления анодного контура.

Определить, не превышен ли какой-нибудь предельный параметр лампы.

11-7. Используя характеристики семейства  $u_c = f(i_a)$  при  $i_a = \text{const}$ , приведенные на рис. 11-4, рассчитать и построить импульсы сеточного и анодного токов, соответствующие режиму  $U_{a_m} = 5000$  в,  $U_{c_m} = -500$  в,  $u_{a_{\min}} = 1,5$ ,  $u_{c_{\max}} = +400$  в.

Найти углы отсечки анодного и сеточного тока.

11-8. Рассчитать и построить графики изменения напряженности электрического поля по радиусу цилиндрического медного проводника диаметром 0,6 см на частоте 7960 гц.

11-9. Найти в.ч. сопротивление 1 м проводника, соответствующего условиям задачи 11-8.

Повторить расчет для медной трубки с толщиной стенки 1 мм, имеющей такой же наружный диаметр.

Сравнить результаты.

11-10. Показать, что глубина проникновения, определяемая по формуле (11-52), имеет размерность длины. Показать также, что выражение  $\frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$  имеет размерность скорости.

11-11. Круглую никелевую трубку с толщиной стенок 3 мм, диаметром 25 мм и длиной 75 мм требуется нагреть индукционным методом до температуры 700°C.

Предполагая, что потери тепла происходят только за счет излучения, определить, какое минимальное количество тепла необходимо подводить к образцу за единицу времени, чтобы нагреть его до заданной температуры при температуре окружающей среды 27°C.

Определить, сколько времени необходимо на нагрев, если к телу подведена удвоенная мощность.

Найти наименьшую частоту, практически пригодную для хорошей передачи энергии нагреваемому телу.

11-12. Диэлектрик из пластмассы ( $\epsilon_r = 3,7$ ; удельная теплоемкость  $S = 600$ ; плотность  $2000 \text{ кг/м}^3$  и  $\alpha = 0,05$ ) имеет форму диска диаметром 250 мм и толщиной 25 мм.

Найти максимальную частоту, которую можно использовать при нагреве этого диэлектрика, если теплота, выделяющаяся в единице объема слоя, прилегающего к боковой цилиндрической поверхности диска, должна составлять не менее, чем 0,9 от теплоты, выделяющейся в единице объема в центре диска.

11-13. Стальной стержень длиной 50 см и диаметром 6 мм должен быть нагрет от 37 до 1000°C с помощью длинной катушки диаметром 40 мм, представляющей собой спираль, свернутую из медной трубки диаметром 6 мм; спираль имеет 12 витков на каждые 10 см длины катушки.

Построить кривую нагрева данного образца, полагая, что потеря тепла происходит только за счет излучения и что относительная магнитная проницаемость его равна единице. Частота равна 100 кгц; мощность, идущая на нагрев, 4 квт.

Определить требуемый ток через катушку и время нагрева.

11-14. Медная трубка имеет следующие размеры: наружный диаметр 12 мм, внутренний диаметр 3 мм, длина 7200 мм.

Найти сопротивление трубки на частотах 100 000 гц и 10 мгу.

Повторить расчет для трубки из никеля и объяснить, почему во втором случае отношение, показывающее во сколько раз сопротивление переменному току больше сопротивления постоянному току, меньше, чем в первом.

# Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Cady, W. G.: The Piezo-electric Resonator, *Proc. IRE*, 10:83 (1922).
  2. Dow, J. B.: A Recent Development in Vacuum Tube Oscillator Circuits, *Proc. IRE*, 19:2095 (1931).
  3. Llewellyn, F. B.: Constant-frequency Oscillators, *Proc. IRE*, 19:2063 (1931).
  4. Pierce, G. W.: Magnetostriction Oscillators, *Proc. IRE*, 17:42 (1929).
  5. Mason, W. P.: Low Temperature Coefficient Quartz Crystals, *Bell System Tech. J.*, 19:74 (1940).
  6. Terman, F. E., et al.: Some Applications of Negative Feedback with Particular Reference to Laboratory Equipment, *Proc. IRE*, 27:649 (1939).
  7. Ryder, J. D.: "Electronic Fundamentals and Applications," Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1950.
  8. Ryder, J. D.: "Networks, Lines, and Fields," 2d ed., Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1955.
  9. Sohn, Harry: "Engineering Mathematics," D. Van Nostrand Company, Inc., Princeton, N.J., 1944.
  10. Reed, M. B., and Georgia Reed: "Mathematical Methods in Electrical Engineering," Harper & Brothers, New York, 1951.
  11. Jahnke, E., and F. Emde: "Tables of Functions with Formulae and Curves," Dover Publications, New York, 1943.
  12. McLachlan, N. W.: "Bessel Functions for Engineers," 2d ed., Oxford University Press, New York, 1955.
  13. Brown, G. H., C. N. Hoyer, and R. A. Bierwirth: "Theory and Application of Radio-frequency Heating," D. Van Nostrand Company, Inc., Princeton, N.J., 1947.
  14. Carlin, B.: "Ultrasonics," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1949.
  15. Bierwirth, R. A., and C. N. Hoyer: Radio Frequency Applied to Wood Gluing, *Proc. IRE*, 31:529 (1943).
  16. Stansel, N. R.: Induction Heating—Selection of Frequency, *Trans. AIEE*, 63:755 (1944).
-

## ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

### ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

В современной радиоэлектронике широко распространены полупроводниковые приборы различного назначения, а именно кристаллические диоды и детекторы, низкочастотные и высокочастотные полупроводниковые триоды — транзисторы, интегральные микромодули (миниатюрные приборы, замещающие целые блоки в радиоэлектронной аппаратуре), силовые выпрямительные диоды и управляемые выпрямительные приборы — тринисторы, полупроводниковые стабилизаторы, ограничители и защитные приборы — ценеровские диоды, солнечные батареи, фотосопротивления, переменные емкости — варикапы и др.

Работа полупроводниковых приборов основана на особых свойствах полупроводниковых материалов, которые по своим электрическим параметрам занимают промежуточное положение между проводниками и изоляторами.

Полупроводниковые кристаллические детекторы и силовые выпрямители широко используются в радиоэлектронной и электротехнической аппаратуре уже много лет, однако только детальные исследования физических свойств полупроводников привели к открытию больших возможностей применения полупроводниковых приборов в радиоэлектронике. Наиболее важное значение имеют полупроводниковые диоды и триоды, обладающие выпрямительными (диоды) и усиительными (триоды) свойствами.

Транзисторы, или полупроводниковые триоды, способны выполнять почти все функции, свойственные вакуумным триодам, хотя в настоящее время они имеют еще довольно большой уровень собственных шумов, а верхняя частотная граница возможного усиления лежит в области нескольких десятков или сотен мегагерц.

В настоящее время в некоторых специальных типах полупроводниковых триодов (в канальных, дрейфовых, полевых) получены значительно лучшие частотные и шумовые показатели и достаточно большие мощности.

Вакуумная лампа — прибор, управляемый напряжением, в то время как транзистор является прибором, управляемым током. Таким образом, с точки зрения электрических цепей, транзистор дуален ваку-

умной лампе. Дуальность способствует пониманию принципов действия транзистора при проведении аналогии с вакуумными лампами.

Основное преимущество транзистора перед вакуумной лампой заключается в отсутствии у него накаливаемого катода. Кроме того, транзистор способен работать при напряжениях значительно более низких, чем те, которые требуются для работы вакуумной лампы. Предполагается также, что транзисторы будут иметь очень большой срок службы вследствие отсутствия в них накаливаемых катодов; однако некоторые специфические процессы, протекающие в транзисторе, пока существенно ограничивают их срок службы.

Анализ и проектирование схем с транзисторами проводятся подобно анализу и проектированию рассмотренных ранее схем с вакуумными лампами. Необходимо учитывать относительно небольшое внутреннее сопротивление различных цепей транзистора и особенно тот факт, что транзистор имеет небольшое входное сопротивление даже на низких частотах. Далее будут рассмотрены параметры транзисторов и отмечены их общие черты с лампами без повторения анализа цепей, метод проектирования которых уже рассмотрен в предыдущих главах.

В заключительных разделах данной и последующих глав дано краткое описание принципа действия и основных свойств полупроводниковых приборов новейших классов.

## 12-1. Полупроводники

Хороший проводник электричества, например медь, и хороший изолятор, например стеатит, резко различаются по электропроводности (различие в их проводимости равно  $10^{17}$ — $10^{19}$ ). Промежуточное положение между этими крайностями занимают полупроводниковые материалы — германий, кремний, селен, различные сульфиды, карбиды и окислы металлов и некоторые другие интерметаллические соединения. Наибольший практический интерес в настоящее время представляют германий и кремний, хотя уже появляются промышленные полупроводниковые приборы и на иных полупроводниковых материалах.

В хорошем проводнике имеется большое количество «полусвободных» электронов проводимости, являющихся носителями движущихся зарядов при прохождении через проводник электрического тока. В изоляторе почти все электроны прочно связаны с атомами и потому не могут обеспечить сколь-нибудь значительной проводимости при нормальной температуре. В чистом полупроводнике при температуре абсолютного нуля и отсутствии иных внешних источников энергии, воздействующих на полупроводник, все заряды будут прочно связаны с атомами и полупроводник будет вести себя как изолятор. Однако при повышенной температуре или иных внешних воздействиях часть элементарных зарядов оказывается способной участвовать в электропроводности. В полупроводниках число подобных зарядов, принимающих участие в проводимости, мало и количество их определяется температурой тела.



Возникновение собственной проводимости полупроводников происходит не только при их тепловом возбуждении, но и при воздействии на полупроводники электрической, магнитной, лучистой и других видов энергии. Поэтому электрические свойства полупроводниковых материалов существенно отличаются от свойств хороших проводников. Например, полупроводники имеют отрицательный температурный коэффициент сопротивления в определенном интервале температур, а также могут проявлять полярные свойства или не обладать двусторонней проводимостью в контакте с металлом.

Металлы и полупроводники встречаются в поликристаллической форме; проводимость граничного слоя между отдельными кристаллами может меняться от кристалла к кристаллу. Для уменьшения сопротивления и получения однородной и стабильной проводимости обычно выращивают большие монокристаллы полупроводникового материала, из которых затем нарезают маленькие пластинки, помещаемые в полупроводниковые приборы. Большой монокристалл полупроводникового вещества выращивается с помощью маленькой затравки, которую доводят до соприкосновения с поверхностью расплавленного полупроводника и затем медленно поднимают над расплавом с постоянной скоростью, определяемой быстрой процессом затвердевания данного вещества и роста кристалла.

В кристаллах атомы располагаются в определенном порядке и образуют кристаллическую решетку. Кремний и германий кристаллизуются в кубической решетке подобно углероду в модификации алмаза. Каждый атом кремния, атомный номер которого равен 14, имеет 14 электронов. Последние распределяются по группам соответственно энергетическим уровням и образуют электронные оболочки, которые содержат 2, 8 и 4 электрона. Внутренние оболочки, содержащие 2 и 8 электронов, не имеют свободных орбит, или уровней энергии; они полностью заполнены и стабильны. Внешние 4 электрона, называемые валентными, определяют химические свойства атома и могут принимать участие в явлениях проводимости. Германий, атомный номер которого равен 32, имеет четыре электронные оболочки, содержащие соответственно 2, 8, 18 и 4 электрона. Химические и электрические свойства его подобны кремнию, так как его внешняя незаполненная оболочка также содержит четыре валентных электрона.

Все атомы германия или кремния, входящие в кристаллическую решетку, связаны со своими ближайшими соседями четырьмя валентными связями, каждая из которых включает два валентных электрона, по одному от каждого атома (рис. 12-1). В результате каждый из атомов оказывается окруженным стабильной оболочкой из восьми электронов, и все атомы и электроны будут жестко связаны в узлах решетки, так как свободно движущиеся заряды здесь отсутствуют, германий и



Рис. 12-1. Схематическое изображение структуры кристалла чистого германия.

кремний в указанном стабильном состоянии ведут себя почти как изоляторы. По мере возрастания температуры кинетическая энергия электронов увеличивается, что приводит к разрыву некоторых связей и появлению полусвободных электронов. При этом образуется свободное место «вакансия» в валентной связи, иначе называемая «дыркой»; следовательно, термическое возбуждение электрона приводит к образованию электронно-дырочной пары. Дырки ведут себя как положи-



рис. 12-2. Схематическое изображение структуры германия: N-типа; P-типа.

тельные заряды, причем и дырки и электроны обуславливают прохождение электрического тока при воздействии приложенного извне электрического поля.

При комнатной температуре германий обладает собственной проводимостью порядка  $1,67 \text{ мОм/м}$ , хотя в нем имеется всего один свободный электрон на  $10^{10}$  атомов германия.

При температурах, близких к комнатной, проводимость, обусловленная примесными атомами, присутствующими в кристаллической решетке, значительно преобладает над собственной проводимостью германия, или проводимостью, определяемой термически возбужденными электронами.

В хорошо очищенный германий может быть введено некоторое количество атомов элемента пятой группы периодической системы, имеющего пять валентных электронов, например фосфора, сурьмы или мышьяка. Эти примесные атомы не способны образовать законченные связи с атомами германия; четыре их валентных электрона примут участие в валентных связях, а пятый — легко отрывается от атома и будет относительно свободно перемещаться по кристаллу и участвовать в явлениях проводимости. Проводимость, осуществляемая отрицательными зарядами — электронами, получила название проводимости N-типа, а примесные атомы, обеспечивающие подобную проводимость, были названы донорами. Возникновение такой проводимости схематически показано на рис. 12-2, а.

Примесные атомы с тремя валентными электронами из третьей группы периодической системы (бор, алюминий, галлий, индий) также не могут полностью укомплектовать валентные связи с атомами германия и образуют вакансии, или дырки, в одной из валентных связей каждого атома. Под действием электрического поля электрон соседней

связи может перейти и заполнить дырку. Этот электрон, в свою очередь, оставляет на своем прежнем месте вакансию, или дырку. В результате происходит движение дырки в объеме кристалла, что приводит к возникновению проводимости за счет перемещения положительных зарядов, или проводимости Р-типа. Атомы примеси в этом случае называются акцепторами; появление такой проводимости схематически показано на рис. 12-2, б.

При более строгом рассмотрении можно установить, что освобождение электрона из валентной зоны связано с увеличением его энергии. При обратном процессе — рекомбинации его с дыркой в валентной зоне — избышек энергии выделяется в виде кванта светового или теплового излучения. Выделившаяся энергия может снова поглотиться другим электроном и привести к образованию новой электронно-дырочной пары. Дырочная проводимость отличается от электронной прежде всего тем, что в подавляющем большинстве случаев подвижность дырок значительно ниже подвижности электронов. Подвижность токоносителей  $\mu$  определяется как скорость движения частицы на единицу приложенного электрического поля.

При всех процессах, происходящих в объеме кристалла, электрическая нейтральность материала не нарушается, т.е. каждый электрон или дырка всегда нейтрализованы противоположным по знаку зарядом, который находится в свободной или связанной форме.

Германий представляет собой твердое плотное вещество, плавящееся при  $937^{\circ}\text{C}$ . Он получается восстановлением окислов, извлекаемых из зольных отложений дымовых труб при плавке цинка из зол некоторых сортов угля, а также и из некоторых редких минералов.

После тщательной очистки германия в его расплав для получения N- или Р- германия вводится строго контролируемое количество нужных примесей. При выращивании кристалла в расплав могут добавляться последовательно различные примеси, что позволяет получать в одном монокристалле слои с N- и Р- проводимостью. Используется также метод контролируемой диффузии примесей в предварительно очищенный германий.

## 12-2. Уровни энергии и проводимость полупроводников

Рассмотренная в разделе 2-4 система энергетических уровней электронов будет использована в дальнейшем для объяснения принципа действия полупроводниковых диодов и триодов.

На диаграмме, приведенной на рис. 12-3, а, показано распределение электронов по уровням энергии в хорошем проводнике при температуре  $0^{\circ}\text{K}$  и при некоторой более высокой температуре  $T$ . Следует иметь в виду, что имеются также энергетические зоны, расположенные слева от вертикальной оси; они соответствуют внутренним электронным оболочкам атома, электроны которых не принимают участия в явлениях проводимости и в химических реакциях.

Энергетическая зона не является сплошной; она состоит из конечного числа дискретных «разрешенных» уровней энергии, незначи-

тельно различающихся между собой. Электроны, получая небольшое количество энергии при тепловом возбуждении или при ускорении внешним полем, переходят на более высокие свободные энергетические уровни, как показано на рисунке, соответствующем повышенной температуре  $T$ .

В полупроводнике валентные электроны нормально связаны в энергетической зоне, при этом все возможные энергетические состояния

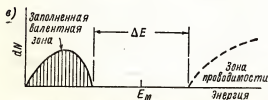
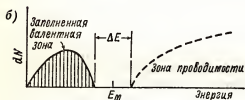
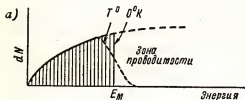


Рис. 12-3. Распределение энергетических уровней электронов при  $0^\circ\text{K}$ . а—в проводнике; б—в чистом полупроводнике; в—в изоляторе.

в ней оказываются заполненными. Заполненная зона отделена от нормально свободной зоны проводимости с более высокими энергетическими уровнями запрещенной зоной с шириной  $\Delta E$ , выраженной в единицах энергии.

Согласно квантово-механической теории электропроводность не может осуществляться электронами, находящимися в заполненной зоне; в данной зоне отсутствуют свободные уровни энергии, на которые они могли бы переходить, ускоряясь внешним электрическим полем. Проводимость чистого полупроводника, зонная структура которого показана на рис. 12-3, б, равна нулю при температуре абсолютного нуля, так как в нижней валентной зоне все энергетические уровни заполнены, а в верхней свободной зоне, или зоне проводимости, электронов нет.

При увеличении температуры вероятность поглощения некоторыми электронами энергии, равной или превышающей ширину запрещенной зоны, возрастает, вследствие чего часть электронов переходит из валентной зоны в зону проводимости. Электроны, находящиеся в незаполненной энергетической зоне, будут принимать участие в проводимости. При переходе электронов в зону проводимости в валентной зоне остаются дырки, т.е. при тепловом возбуждении электронов образуются электронно-дырочные пары, вызывающие появление собственной проводимости полупроводника.

Изолятор (рис. 12-3, в) отличается от полупроводника лишь величиной ширины запретной зоны  $\Delta E$ , которая здесь имеет порядок  $7 \div 12 \text{ эв}$ . Таким образом, для появления у изолятора проводимости необходимы

очень высокие температуры, весьма высокие электрические поля или интенсивные источники энергии. Собственное сопротивление полупроводника, выраженное в функции от ширины запрещенной зоны  $\Delta E$ , определяется соотношением:

$$\rho = A e^{\frac{\Delta E}{kT}} \cdot 10^{-2} \text{ ом} \cdot \text{м}, \quad (12-1)$$

где  $A$  — коэффициент, мало меняющийся с температурой;

$k$  — постоянная Больцмана, равная  $8,69 \cdot 10^{-5} \text{ эв/град}$ ;

$T$  — температура,  $^{\circ}\text{К}$ .

Величина  $\Delta E$  вычисляется из угла наклона кривой изменения  $\ln \rho$  в функции от  $1/T$ ; значения запрещенной зоны для некоторых веществ приведены ниже:

Материал	Алмаз	Кремний	Германий
Ширина запрещенной зоны, эв .....	7	1,12	0,72

Чистый германий имеет собственное сопротивление около  $0,65 \text{ ом} \cdot \text{м}$  (о  $\text{м}$  на  $1/\text{м}^3$ ) при  $25^{\circ}\text{C}$ . Эта величина часто используется как стандарт чистоты. Германий и кремний имеют соответственно  $4,5 \cdot 10^{22}$  и  $5,2 \cdot 10^{22}$  атомов в  $1 \text{ см}^3$ . Влияние примесей на их сопротивление показано на рис. 12-4, где приведены кривые зависимости удельного сопротивления от количества атомов полупроводника на один атом примеси.

При работе выпрямителей и транзисторов используется в основном какой-либо один тип носителей заряда в материале — дырки или электроны. Собственная проводимость за счет термически возбуждаемых электронно-дырочных пар нежелательна. Тщательная очистка германия и кремния применяется с целью получения собственной проводимости при нормальных рабочих температурах, после этого материал легируется выбранной примесью для получения желательного типа носителей заряда, т.е. N- или P-проводимости.

Если такой полупроводник будет работать при слишком высокой температуре, его возросшая собственная проводимость превысит и замаскирует примесную проводимость.

Из рис. 12-5 можно видеть, что германий с удельным сопротивлением около  $0,04 \text{ ом} \cdot \text{м}$  (о  $\text{м}$  на  $1 \text{ м}^3$ ) сохраняет примесную проводимость до  $80^{\circ}\text{C}$ . Резкое увеличение собственной проводимости определяет предельную рабочую температуру полупроводникового прибора.

Ширина запрещенной зоны у кремния больше, чем у германия, поэтому для кремния необходима большая тепловая энергия для образования электронно-дырочных пар и, в соответствии с этим, собственной проводимости. Это означает, что кремниевые приборы способны работать при более высоких температурах, чем германиевые.

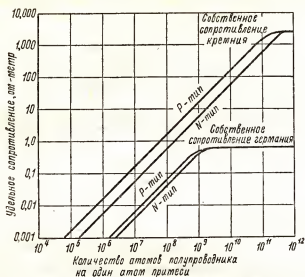


Рис. 12-4. Зависимость удельного сопротивления германия и кремния от содержания примесей при 25°C.

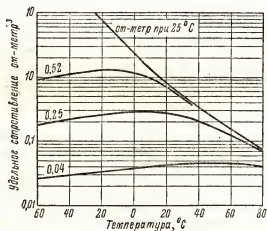


Рис. 12-5. Зависимость удельного сопротивления германия N-типа от температуры.

Зонная теория позволяет объяснить тот факт, что элементы с четырьмя валентными электронами (углерод, германий, кремний и свинец) обладают различными свойствами. Углерод в кристаллической форме (алмаз) является изолятором, так как ширина запрещенной зоны  $\Delta E$  велика. Германий и кремний имеют меньшую ширину запрещенной зоны и представляют собой полупроводники, в то время как свинец, у которого ширина запрещенной зоны равна нулю, является металлом и хорошим проводником.

Проводимость, обусловленная дырками и электронами за счет введения акцепторных и донорных примесей, также может быть объяснена зонной теорией кристаллов. Как показано на рис. 12-6, а, отсутствие части электронов в валентной зоне приводит к образованию материала Р-типа, так как в этой зоне остаются незаполненные уровни и появляющиеся дырки будут принимать участие в проводимости благодаря

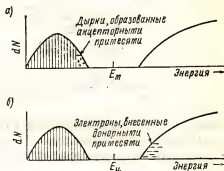


Рис. 12-6. Материал: а — Р-типа; б — N-типа.

перемещению электрона от дырки к дырке. В результате происходит движение дырок, которые в конце концов рекомбинируют с электронами внешней цепи.

Подобно этому в материале N-типа (рис. 12-6, б) имеются относительно свободные электроны донорных атомов, которые обладают энергией, достаточно высокой, чтобы попасть в зону проводимости и обусловить проводимость за счет своего движения в этой зоне.

### 12-3. Р—N-переход

Ранее была рассмотрена возможность изменения проводимости германия и кремния путем введения в чистый материал незначительного количества других элементов. По желанию может быть получена проводимость N- и Р-типа, если в выращиваемый кристалл сначала добавить примесь одного типа, а затем — другого. Каждая последняя примесь должна добавляться в количестве, достаточном для компенсации действия ранее прибавленной примеси и получения некоторого избыточного эффекта.

В результате в одном кристалле будут получены области с N- и Р-проводимостью (рис. 12-7, а).

Переходный слой между областями с проводимостью разного типа может быть образован при сплавлении примесного материала в тонкую германиевую пластинку (рис. 12-7, б), либо путем диффузии примесей из газовой фазы или с помощью гальванического осаждения примесей на германий или кремний. При рациональном производственном контроле переход между двумя областями может быть очень резко выражен.

В материале N- типа имеется много относительно свободных электронов. В материале P-типа преобладают дырки, хотя и присутствует небольшое число электронов, обусловленных образованием пары электрон — дырка в результате теплового возбуждения. Часть элек-

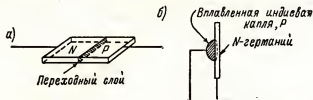


Рис. 12-7. Выращенный плоскостной диод (а). Сплавной плоскостной диод (б).

тронов с высокой энергией будет способна пройти через пограничный N—P- слой и рекомбинировать с дырками в P-области. Такой поток электронов не может продолжаться непрерывно, так как он создает избыток электронов, или отрицательный объемный заряд, в N-области. На границе этих областей возникает

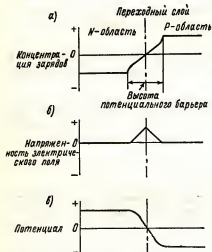


Рис. 12-8. Схема переходного слоя, истощенного зарядами из-за миграции их через границу между N- и P-областями (а). Напряженность поля в переходном слое (б). Распределение напряженности электрического поля в переходном слое (в).

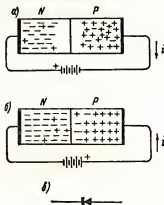


Рис. 12-9. Работа P—N-перехода в качестве выпрямительного диода: а—P—N-переход с внешней э.д.с., включенной в обратном направлении; б—P—N-переход с внешней э.д.с., включенной в прямом направлении; в—символическое изображение полупроводникового диода (стрелка указывает направление прямой проводимости диода).

разность потенциалов, называемая потенциальным барьером P—N-перехода, который препятствует дальнейшему движению электронов через границу (рис. 12-8, а).



Величина данной разности потенциалов, или высота потенциального барьера в Р-Н-переходе, может быть найдена из выражения

$$E = \frac{kT}{e} \ln \frac{n_e n_d}{n_i^2} b, \quad (12-2)$$

где  $n_i$  — концентрация пар электрон—дырка;

$n_e$  и  $n_d$  — концентрация электронов и дырок в N и Р-областях.

Электрическое поле направлено из Р- в N-область, т.е. область с проводимостью N-типа будет положительна по отношению к области с дырочной проводимостью, так как пограничный слой в материале N-типа обеднен электронами из-за их перехода в Р-область. В нормальных условиях в Р—N-переходе всегда существует потенциальный барьер, толщина которого может достигать  $10^{-4}$  см. Безусловно, при переходе зарядов из одной области в другую их полное число не меняется, и поэтому весь объем полупроводника остается электрически нейтральным.

Может быть показано, что Р—N-переход обладает выпрямительными, или диодными, свойствами. Если внешнее напряжение приложено к переходу в обратном направлении (рис. 12-9, а), т.е. отрицательный полюс источника присоединен к Р-области, основные носители заряда будут оттягиваться от перехода и барьер будет повышаться. Непосредственно в области самого барьера останется лишь незначительное количество термически возбуждаемых электронно-дырочных пар, которые обуславливают очень небольшой ток  $i_0$  через переход. В этом случае диод обладает очень высоким сопротивлением, зашунтированным емкостью, обусловленной диэлектрическими свойствами пограничного слоя между Р- и N-областями.

Если же внешнее напряжение будет приложено в прямом направлении (рис. 12-9, б), т.е. область Р будет соединена с положительным полюсом источника, то основные носители заряда с каждой стороны перехода получают возможность передвигаться через переходный слой и барьер исчезает. При такой полярности внешнего напряжения пограничный слой имеет очень небольшое сопротивление, и потому через него может протекать значительный ток. Величина тока будет зависеть от концентрации токоносителей в Р- и N-областях, от площади переходного слоя и от внешнего приложенного напряжения. В действительности, тип токоносителей, участвующих в прохождении тока, определяется сопротивлением области или содержанием примесей и подвижностью носителей заряда, причем носители заряда из области с наименьшим сопротивлением преобладают.

#### 12-4. Плоскостные и точечно-контактные диоды

Из сказанного выше вытекает, что полупроводниковый Р—N-переход, типовая вольтамперная характеристика которого показана на рис. 12-10, обладает несимметричной проводимостью, следовательно, он может быть использован в качестве выпрямительного диода.

В характеристиках полупроводниковых диодов прямую и обратную ветви характеристики изображают обычно в разных масштабах. Основ-

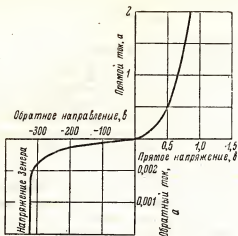


Рис. 12-10. Вольтамперная характеристика плоскостного диода с Р—N-переходом.

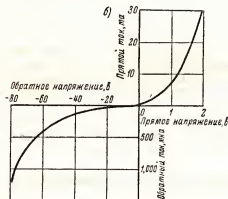
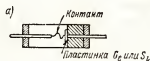


Рис. 12-11. Точечно-контактный диод (а). Вольтамперная характеристика точечно-контактного диода (б).

ное преимущество плоскостных полупроводниковых выпрямителей, по сравнению с вакуумными диодами, заключается в малом падении напряжения на диоде в прямом направлении, что позволяет получать высокий к.п.д.

Если обратное напряжение превысит определенное значение ( $-320$  в для диода, характеристики которого приведены на рис. 12-10), то обратный ток будет быстро возрастать. Это явление возникает вследствие вырывания электронов из валентной зоны сильным электрическим полем, приложенным к Р—N-переходу в обратном направлении. Начиная с этого значения, напряжение на переходном слое, обычно называемое уровнем Ценера, остается постоянным при изменении тока в широких пределах. Поэтому полупроводниковые диоды, предназначенные для работы в подобном режиме, применяются в качестве стабилизаторов напряжения.

Вырывание электронов из валентной зоны является обратимым процессом и не приводит к разрушению кристалла, если приняты меры против недопустимого повышения температуры. Напряжение, при котором наблюдается эффект Ценера, достаточно стабильно, причем разработаны соответствующие технологические методы, позволяющие в процессе производства регулировать уровень напряжения.

Из-за большой емкости Р—N-перехода плоскостные выпрямители большей частью используются только на низких частотах.

Однако кристаллический детектор, или точечно-контактный выпрямитель, использовавшийся в радиотехнике и улучшенный благодаря применению в качестве полупроводника германия и кремния, широко используется теперь в микроволновой технике как прибор с малой проходной емкостью. Конструкция подобного точечно-контактного диода, размеры которого очень невелики, показана на рис. 12-11.

В германиевых точечных диодах используются пластинки германия толщиной  $0,1 - 0,6$  мм и площадью  $0,5 - 1,5$  мм<sup>2</sup>. Благодаря маленькой и тонкой контактирующей проволочке внутренняя емкость точечно-контактного диода не превосходит нескольких пикофард, что позволяет использовать подобные диоды на частотах в тысячи мегагерц.

В детекторах и маломощных точечно-контактных диодах обычно применяется полупроводниковый материал N-типа. При изготовлении точечно-контактных диодов их «формируют», для чего через контакт между проволокой и пластинкой полупроводника в течение короткого времени пропускают большой ток, что, как полагают, приводит к образованию Р-области в непосредственной близости от контакта.

Таким образом, теория работы точечного диода сводится к уже рассмотренной выше теории плоскостного диода.

Вольтамперная характеристика точечного диода (рис. 12-11, б) отличается от характеристики плоскостного только по величине токов. Прямое сопротивление точечного диода значительно ниже сопротивления вакуумного диода; поэтому применение точечных диодов в ограничителях и в других формирующих цепях позволяет улучшить их работу.

В настоящее время выпускается множество разнотипных германиевых и кремниевых диодов, различающихся по значению прямых и обрат-

ных токов и напряжений, так как малое прямое и высокое обратное сопротивление, малая емкость и высокое обратное напряжение, свойственные полупроводниковым диодам, обеспечивают возможность их широкого применения в разнородной аппаратуре.

## 12-5. Точечно-контактный полупроводниковый триод

В 1948 году И. П. Бардин и Бреттейн сообщили о работе германиевых диодов с двумя точечными контактами. Они показали, что если на один контакт подано обратное напряжение, то током через этот контакт можно управлять посредством тока через второй контакт, на который подано напряжение в прямом направлении. Такой полупроводниковый прибор с тремя электродами они назвали транзистором.

Электрод, на который подается напряжение в прямом направлении, был назван эмиттером, другой электрод, на котором имеется обратное направление, назван коллектором, а германиевая или кремниевая пластинка получила название базы (рис. 12-12).

В точечных транзисторах обычно используется пластинка полупроводника N-типа толщиной около 0,5 мм и два проволоочных контакта, расстояние между которыми около 0,05 мм.

Положительное напряжение эмиттера «вытягивает» электроны из валентной зоны атомов, находящихся вблизи поверхности полупроводникового вещества, вследствие чего

в последнем образуются дырки. Иначе говоря, эмиттер инжектирует дырки в объем полупроводника, хотя сам эмиттерный ток обуславливается электронами. Дырки начинают диффундировать к отрицательно заряженному коллектору. В процессе своего движения многие дырки могут рекомбинировать со свободными электронами базы, выполненной из материала N-типа. Для снижения потерь на рекомбинацию эмиттер и коллектор должны располагаться на небольшом расстоянии друг от друга. Дырки, которые достаточно близко подходят к коллектору, рекомбинируют с дополнительными электронами, инжектированными коллектором в область базы. Этот процесс сопровождается инжектированием с коллектора еще большего

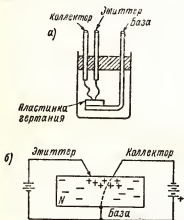


Рис. 12-12. Точечно-контактный полупроводниковый триод (а). Схема, поясняющая принцип действия точечного триода (б).

числа электронов, что соответствует увеличению тока коллектора в базу.

Дырки при своем хаотическом движении от эмиттера к коллектору образуют положительный пространственный заряд. Положительный заряд притягивает электроны с коллектора, способствуя дальнейшему увеличению его тока. В то время как некоторая часть электронов коллек-

торного тока нейтрализует положительный пространственный заряд, большая их часть достигает электрода базы, образуя базовый ток.

Подвижность электронов в подавляющем большинстве случаев намного выше подвижности дырок, вследствие чего одна дырка способна нейтрализовать заряд нескольких электронов.

В германии подвижность дырок примерно в два раза меньше подвижности электронов. Поэтому можно ожидать, что в германиевом триоде отношение электронов к дыркам в коллекторном токе будет равно двум, и полный ток коллектора будет в три раза превышать ток эмиттера. Из сказанного вытекает, что ток коллектора зависит от числа дырок, инжектированных эмиттером, и поэтому им можно управлять, изменяя ток эмиттера. При полном отсутствии эмиттерного тока ток коллектора был бы очень мал.

Отношение приращения коллекторного тока  $\Delta i_k$ , вызванного заданным изменением тока эмиттера  $\Delta i_e$  при постоянном напряжении на коллекторе, называется коэффициентом усиления по току в режиме короткого замыкания и обозначается  $\alpha_{k.з}$ . В пределе

$$\alpha_{k.з} = \left. \frac{di_k}{di_e} \right|_{u_k = \text{const}} \quad (12-3)$$

На основании рассмотренной выше работы точечного транзистора можно было бы ожидать, что  $\alpha_{k.з}$  для германиевых транзисторов будет равен трем. Однако в действительности значение  $\alpha_{k.з}$  будет меньше, так как некоторая часть дырок рекомбинирует в процессе движения к коллектору. Обычно величина коэффициента усиления по току для точечных триодов лежит в пределах между 2 и 3, хотя в некоторых случаях  $\alpha_{k.з}$  даже превышает 3. Законченной теории подобных случаев еще нет, но полагают, что повышенные значения коэффициента усиления по току обусловлены свойствами приконтактного слоя коллектора, образующегося при формовке. Коэффициент усиления по току плоскостных триодов значительно меньше и обычно не превосходит 0,95—0,99.

Точечный полупроводниковый триод может быть получен при использовании для базы материала Р-типа; в этом случае на эмиттер подается отрицательное напряжение, а на коллектор — положительное.

Входное сопротивление участка эмиттер — база мало и обычно лежит в пределах от 100 до 500 ом. Полярность эмиттера соответствует условиям прохождения прямого тока. Выходное сопротивление между коллектором и базой относительно велико. Полярность коллектора соответствует условиям прохождения обратного тока и для точечных триодов равна 10 000 — 50 000 ом.

Если полупроводниковый триод имеет  $\alpha_{k.з} = 2,5$ , входное сопротивление 300 ом и сопротивление нагрузки 20 000 ом, то может быть получен коэффициент усиления по напряжению примерно равный 160, а коэффициент усиления по мощности около — 400, или 26 дб. Таким образом, при небольшом коэффициенте усиления по току или даже при величине его меньшей единицы коэффициент усиления по напряжению и мощности транзистора может быть достаточно велик, благодаря большому различию между его входным и выходным сопротивлениями.

## 12-6. Плоскостной полупроводниковый триод

Германиевый или кремниевый кристалл может быть выращен таким образом, что он будет иметь две области с проводимостью типа N, разделенные очень тонкой ( $\sim 0,002$  см) областью с проводимостью типа P. Точно так же области с P-проводимостью, разделенные тонким слоем

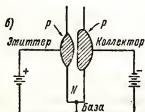


Рис. 12-13. Выращенный плоскостной полупроводниковый триод N-P-N-типа (а) диффузионно-сплавной полупроводниковый триод P-N-P-типа (б).

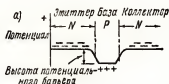


Рис. 12-14. Распределение потенциала в полупроводниковом триоде N-P-N (а). Уровни потенциала в том же триоде при рабочих напряжениях на электродах (б).

германия N-типа, могут быть получены сплавлением примесей в пластинку германия или кремния. Такими способами изготавливаются плоскостные N—P—N и P—N—P полупроводниковые триоды (рис. 12-13).

В плоскостном триоде на первый, или эмиттерный, P—N-переход подается напряжение в прямом направлении. В случае полупроводникового триода N—P—N-типа на этот переход подается отрицательное напряжение, уменьшающее высоту потенциального барьера по сравнению с уровнем последнего при отсутствии внешнего напряжения (рис. 12-14, б). Часть электронов, движущихся из эмиттерного электрода в N-область и обладающих наибольшей энергией, способна преодолеть этот невысокий барьер и пройти в область с P-проводимостью. Высота потенциального барьера и число электронов, достигающих P-области или базы, определяются потенциалом между эмиттером и базой. Поэтому потенциальный барьер эмиттера действует как фильтр электронов, сортируя их по скорости или энергии, подобно сетке в вакуумной лампе.

Некоторая часть (несколько процентов) электронов, преодолевших потенциальный барьер, рекомбинирует с дырками в области базы. База очень тонка, поэтому большая часть электронов достигает коллекторной области с проводимостью N-типа и притягивается к смещенному в обратном направлении положительно заряженному коллектору. Поток этих электронов образует ток коллектора.

Хотя коэффициент усиления по току между эмиттером и коллектором  $\alpha_{к,в}$  обычно около 0,95, имеется усиление по напряжению и мощности, так как электроны, инжектированные эмиттером, смещенным в прямом направлении и обладающим малым сопротивлением, захватываются коллектором с гораздо более высоким сопротивлением.

На коллектор подается достаточно высокое напряжение, вследствие чего даже при токе эмиттера, равном нулю, в цепи коллектора течет небольшой начальный ток  $i_{к0}$ . Ток  $i_{к0}$  мал по сравнению с полным током коллектора. Обнаружено, что  $i_{к0}$  не меняется существенно с изменением напряжения между коллектором и базой  $u_{к}$ , но очень чувствителен к температуре, так как он обусловлен собственной проводимостью полупроводника и может достигнуть значительной величины при высоких рабочих температурах.

Еще одна составляющая тока полупроводникового триода, обусловленная дырками, течет из базы, или Р-слоя в эмиттер и подобно основному току эмиттера тоже является функцией напряжения между эмиттером и базой. Направление этого тока показано на рис. 12-15, а. Отношение электронной составляющей эмиттерного тока к дырочной равно

$$\frac{i_{э(N)}}{i_{э(P)}} = \frac{L\sigma_N}{W\sigma_P},$$

где  $L$  — диффузионная длина дырок в области с проводимостью N-типа;  $W$  — толщина Р-слоя;

$\sigma_N$ ,  $\sigma_P$  — проводимости N- и Р-областей, из которых состоит триод.

Отношение  $i_{э(N)}/i_{э(P)}$  можно контролировать соответствующим выбором отношения  $\sigma_N/\sigma_P$  и изготовлением триода с малым  $W$ . Когда входной сигнал приложен к базе, потенциальный барьер эмиттерного перехода модулируется по высоте, благодаря чему изменяется количество электронов, инжектируемых эмиттером в базу, и количество дырок, проходящее из базы в эмиттер. В результате коллекторный ток будет изменяться.

Таким образом, полупроводниковый триод представляет собой устройство, в котором выходной ток управляется входным. Поэтому его работа обычно описывается уравнениями, в которых независимой пере-

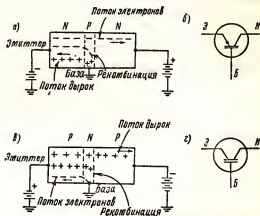


Рис. 12-15. Принцип действия триода N-P-N (а). Символическое изображение триодов N-P-N-типа (б). Принцип действия триода P-N-P-типа (в). Символическое изображение триодов P-N-P-типа (г).

менной является ток, а не напряжение, что имеет место в уравнениях вакуумной лампы.

Явления, связанные с пространственным зарядом и характерные для точечных триодов, отсутствуют в плоскостных. Коэффициент усиления по току при короткозамкнутом выходе в плоскостных триодах лежит в пределах от 0,9 до 0,99 вследствие рекомбинации значительной части токоносителей в базовой области. Второй параметр, существенный для плоскостных полупроводниковых триодов и равный отношению приращения тока коллектора  $\Delta i_k$  к заданному изменению тока базы  $\Delta i_b$  при постоянном напряжении на коллекторе, называется коэффициентом усиления по току для схемы с общим эмиттером и обозначается через  $\alpha_{кб}$  или  $B$ . В пределе он равен

$$\alpha_{кб} = B = \frac{di_k}{di_b} \bigg/ U_k = \text{const.} \quad (12-4)$$

Этот параметр может достигать значения 40 и больше. Так как по определению

$$\Delta i_k = \alpha_{кз} \Delta i_b \quad (12-5)$$

и ток базы  $i_b$  равен

$$\Delta i_b = \Delta i_z - \Delta i_k = (1 - \alpha_{кз}) \Delta i_z, \quad (12-6)$$

получаем, что

$$B = \alpha_{кб} = \frac{\alpha_{кз}}{1 - \alpha_{кз}}. \quad (12-7)$$

Типовые значения входного сопротивления плоскостного триода лежат в пределах от 300 до 1000 *ом* при выходном сопротивлении примерно 1 *мег*ома. При  $\alpha_{кз} = 0,95$  можно получить коэффициент усиления по напряжению, равный 2000—3000, и усиление по мощности 30—40 *дб*. Эти значения сравнимы с аналогичными данными ламповых пентодов.

Плоскостной триод P—N—P-типа работает (рис. 12-15, б) с напряжениями на электродах, обратными по полярности напряжениям на электродах триода N—P—N-типа, и проводимость в нем обусловлена не электронами, а дырками. В других отношениях он не отличается от N—P—N триода.

## 12-7. Транзисторы и вакуумные лампы

Транзистор, или полупроводниковый триод, имеет по сравнению с вакуумными лампами следующие преимущества: он не потребляет мощности на накал катода и имеет малые габариты. Однако в настоящее время наибольшие возможные частоты обычных транзисторов имеют порядок нескольких мегагерц в режимах усиления и порядок нескольких сотен мегагерц в режимах генерирования. Частотные пределы обычных полупроводниковых триодов обусловлены временем дрейфа носителей заряда в области базы и достаточно большой собственной емкостью полупроводниковых триодов. Выходная мощность полупровод-



никовых триодов ограничена несколькими ваттами даже при условии работы с высоким к.п.д., так как максимально допустимая температура германиевых триодов не должна превышать примерно 80° С.

В настоящее время разрабатываются плоскостные триоды на большую мощность. Температурные ограничения препятствуют применению их в оборудовании, в котором окружающая температура может быть высока, например в некоторых промышленных и авиационных устройствах, или требуют дополнительного включения достаточно сложных термокомпенсационных устройств. Полупроводниковые триоды уступают вакуумным лампам и в отношении собственного уровня шумов и в отношении стойкости к радиоактивным излучениям.

Плоскостной триод, благодаря своим линейным и близким к идеальным характеристикам, позволяет работать при очень низких напряжениях и почти полностью вытеснил точечно-контактные триоды из большинства областей применения, кроме импульсных схем и режимов высокочастотного усиления.

Линейные режимы работы вакуумной лампы, т.е. режимы неискаженного усиления по классу *A*, анализируются с помощью эквивалентной схемы, описываемой следующими функциональными соотношениями:

$$\begin{aligned} i_a &= f(U_c, U_a); \\ i_c &= 0 \quad (U_c \leq 0). \end{aligned}$$

В этих соотношениях независимыми переменными являются  $U_c$  и  $U_a$ . В уравнения полупроводникового триода входят четыре переменные  $U_s$ ,  $U_k$ ,  $i_s$ ,  $i_k$ , причем, поскольку он является устройством, управляемым током, здесь основными величинами являются  $i_k$  и  $i_s$ , и уравнения полупроводникового триода принимают вид

$$\begin{aligned} U_s &= f_1(i_s, i_k); \\ U_k &= f_2(i_s, i_k). \end{aligned}$$

Однако в некоторых случаях удобнее принять за независимые переменные другую пару переменных, и тогда уравнения полупроводникового и вакуумного триода будут идентичны по форме.

Как в том, так и в другом случае для составления эквивалентной схемы полупроводникового триода и ее анализа может быть использована обычная теория электрических цепей.

Эмиттер как источник тока по принципу действия аналогичен катоду вакуумной лампы, а функции базы и коллектора можно уподобить функциям управляющей сетки и анода вакуумной лампы.

Полупроводниковый усилительный триод, подобно вакуумной лампе, может быть включен по схеме с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором соответственно включению лампы по схеме с заземленным катодом, с заземленной сеткой и с заземленным анодом. Последний случай соответствует схеме катодного повторителя. Все эти три основные схемы включения полупроводникового триода и лампы показаны на рис. 12-16.

Анализ цепей с триодами более трудоемок, а результирующие выражения более сложны, чем для вакуумных ламп. Объясняется это тем, что в первых, наряду с прямой передачей сигнала от выходных зажимов к выходным, всегда имеется и обратная передача, обусловленная внутренними обратными связями полупроводниковых триодов. Поэтому уравнения усилительного каскада на полупроводниковом триоде

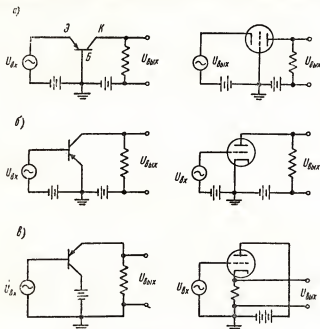


Рис. 12-16. Усилитель на полупроводниковом триоде с общей базой и его аналог на вакуумных лампах (а). Усилитель с общим эмиттером и его аналог на вакуумных лампах (б). Усилитель с общим коллектором и его аналог на вакуумных лампах (в). (Все схемы с полупроводниковыми триодами даны для триодов типа P-N-P).

аналогичны уравнениям такого четырехполосника, в которых все полные сопротивления и проводимости не равны нулю, а имеют некоторые конечные значения.

## 12-8. Четырехполосники

Основная схема четырехполосника изображена на рис. 12-17, а, на котором стрелками указаны направления токов и напряжений, принятые за положительные. Восемь величин (четыре абсолютных значения и четыре фазовых угла) переменных  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $I_1$  и  $I_2$  полностью характеризуют все цепи четырехполосника. Если, присоединив соответствующие измерительные устройства к внешним клеммам четырех-

полюсника, произвести восемь измерений, можно определить данные всех его внутренних цепей, не зная элементов, составляющих эти цепи. Подлежащие измерению цепи могут быть выбраны произвольно, однако наиболее удобно использование полных сопротивлений  $Z_{11}, Z_{12}, Z_{21}, Z_{22}$ , модуль и фаза которых определяются из приведенных ниже соотношений, измеренных на входных и выходных клеммах четырехполюсника:

$$\left. \begin{aligned} Z_{11} &= \frac{U_1}{I_1} \text{ — полное входное сопротивление при разомкнутом } \\ &\quad \text{выходе (т.е. при } I_2 = 0). \\ Z_{22} &= \frac{U_2}{I_2} \text{ — полное выходное сопротивление при разомкнутом } \\ &\quad \text{входе (т.е. при } I_1 = 0). \\ Z_{12} &= \frac{U_1}{I_2} \text{ — полное сопротивление обратной связи при } I_1 = 0. \\ Z_{21} &= \frac{U_2}{I_1} \text{ — полное прямое проходное сопротивление при } I_2 = 0. \end{aligned} \right\} \quad (12-8)$$

Как известно, все четырехполюсники можно разделить на две основные группы: пассивные четырехполюсники и активные четырехполюсники.

Если четырехполюсник пассивен, он не содержит источников напряжения или тока, и сигнал, проходящий через подобный четырехполюсник, может затухать, но не может усиливаться по мощности, так как схема не имеет внутренних источников энергии.

Активные же четырехполюсники содержат внутренние источники энергии и могут обеспечить усиление по мощности проходящих через них сигналов.

Любой пассивный четырехполюсник вне зависимости от его сложности можно заменить  $T$ -образной эквивалентной схемой, изображенной на рис. 12-17, б. Для нее можно записать

$$U_1 = (Z_1 + Z_3) I_1 + Z_3 I_2; \quad (12-9)$$

$$U_2 = Z_3 I_1 + (Z_2 + Z_3) I_2. \quad (12-10)$$

Из уравнений (12-8), записанных для схемы, приведенной на рис. 12-17, б, можно найти соотношения между полными сопротивлениями  $T$ -образной схемы и обобщенными полными сопротивлениями четырехполюсника.

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_1 + Z_3; & Z_{21} &= Z_3; \\ Z_{12} &= Z_3; & Z_{22} &= Z_2 + Z_3. \end{aligned}$$

Эти равенства справедливы только для пассивной цепи и не будут выполняться для полупроводникового триода, являющегося активным четырехполюсником.

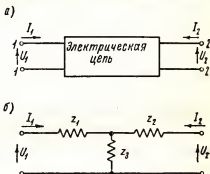


Рис. 12-17. Четырехполюсник (а).  $T$ -образная эквивалентная схема четырехполюсника (б).

Подстановка обобщенных полных сопротивлений четырехполюсника в выражения (12-9) и (12-10) приводит к уравнениям

$$U_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2; \quad (12-11)$$

$$U_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2, \quad (12-12)$$

которые представляют собой основные уравнения любого четырехполюсника. Детерминант четырехполюсника равен:

$$\Delta = Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}. \quad (12-13)$$

Поведение четырехполюсника полностью описывается параметрами  $U_1, U_2, I_1, I_2$ . В (12-11) и (12-12) токи  $I_1$  и  $I_2$  были приняты за независимые переменные. Аналогично могут быть получены уравнения четырехполюсника, в которых независимыми переменными являются иные величины.

Используя в качестве независимых переменных  $U_1, U_2$  или  $U_2, I_1$ , получим:

$$I_1 = y_{11} U_1 + y_{12} U_2; \quad (12-14)$$

$$I_2 = y_{21} U_1 + y_{22} U_2; \quad (12-15)$$

$$U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} I_2; \quad (12-16)$$

$$U_2 = h_{21} I_1 + h_{22} I_2, \quad (12-17)$$

где проводимости  $y_{11}, y_{12}, y_{21}$  и  $y_{22}$ , называемые  $y$ -параметрами, определяются так же, как и  $Z$ -параметры. В свою очередь, смешанные  $h$ -параметры могут быть найдены при одновременном решении уравнений системы  $y$  и  $z$ .

$$h_{11} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{1}{y_{11}} = Z_{11} \text{ — полное входное сопротивление при } U_2 = 0;$$

$$h_{12} = \frac{U_1}{U_2} = \mu_{12} = \frac{1}{A_u} \text{ — величина, обратная коэффициенту усиления по напряжению } A_u \text{ при разомкнутом входе;}$$

$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} = \alpha_{21} \text{ — коэффициент усиления по току при короткозамкнутом выходе } (U_2 = 0);$$

$$h_{22} = \frac{I_2}{U_2} \text{ — выходная проводимость при разомкнутом входе.}$$

$Z$ -параметры называются параметрами сопротивлений при холостом ходе;  $y$ -параметры — параметрами проводимости, а  $h$ -параметры — являются смешанными параметрами.

Эти системы параметров используются при анализе работы полупроводниковых триодов и содержащих их схем.

Любые пары уравнений (12-11) и (12-12), либо (12-14) и (12-15) или же (12-16) и (12-17) в общем случае применимы к любой цепи вне зависимости от того, активна или пассивна данная цепь, а Т и П элементы являются эквивалентными схемами любых четырехполюсных пассивных цепей. Эквивалентные схемы могут быть составлены и для

активных четырехполосников. Для примера возьмем уравнения (12-11) и (12-12):

$$U_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2;$$

$$U_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2.$$

Они могут быть записаны в параметрах схемы, показанной на рис. 12-18, а, которая и является эквивалентной схемой цепи, описы-

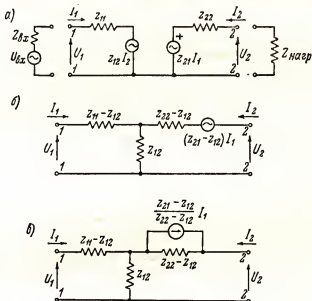


Рис. 12-18. Основные эквивалентные схемы активных четырехполосников.

ваемой данными уравнениями. Данная схема содержит два активных элемента, т.е. два генератора.

Гораздо чаще используются эквивалентные схемы, содержащие один генератор, уравнения которых могут быть получены путем алгебраических преобразований уравнений (12-11) и 12-12). Целью этих преобразований является определение параметров генератора, включенного в выходную цепь и эквивалентного по действию двум генераторам, включенным в схему, показанную на рис. 12-18, а.

Добавим к (12-11) и вычтем из него произведение  $Z_{12} I_1$

$$U_1 = (Z_{11} - Z_{12}) I_1 + Z_{12} (I_1 + I_2). \quad (12-18)$$

Проделаем то же самое и с уравнением (12-12), добавляя к нему и вычитая из него  $Z_{12} I_1$  и  $Z_{12} I_2$ ,

$$U_2 = (Z_{22} - Z_{12}) I_1 + (Z_{22} - Z_{12}) I_2 + Z_{12} (I_1 + I_2). \quad (12-19)$$

Этим двум полученным уравнениям соответствует схема, приведенная на рис. 12-18, б и представляющая собой эквивалентную схему активного четырехполюсника, содержащего один генератор.

Другая возможная эквивалентная схема активного четырехполюсника изображена на рис. 12-18, в. В ней генератор напряжения  $(Z_{21} - Z_{12}) I_1$  заменен генератором тока. Последний включен параллельно сопротивлению  $Z_{22} - Z_{12}$  и должен обеспечивать в нем ток

$$I = \frac{Z_{21} - Z_{12}}{Z_{22} - Z_{12}} I_1. \quad (12-20)$$

При проектировании усилительных схем зачастую необходимо знать величину входного и выходного полного сопротивления активного четырехполюсника.

Из (12-11) имеем

$$\frac{U_1}{I_1} = Z_{11} = Z_{11} + Z_{12} \frac{I_2}{I_1}.$$

В свою очередь, из (12-12), обозначив полное сопротивление нагрузки через  $Z_n$ , получаем

$$\frac{U_2}{I_2} = -Z_n = Z_{21} \frac{I_1}{I_2} + Z_{22},$$

откуда

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{-Z_{21}}{Z_{22} + Z_n}, \quad (12-21)$$

а выражение для входного импеданса четырехполюсника в общем случае будет иметь вид

$$Z_{11} = Z_{11} - \frac{Z_{21} Z_{12}}{Z_{22} + Z_n} = \frac{\Delta + Z_{11} Z_n}{Z_{22} + Z_n}. \quad (12-22)$$

Полное сопротивление четырехполюсника со стороны выходных клемм 2-2, может быть найдено подобным же образом

$$\frac{U_2}{I_2} = Z_{22} = Z_{21} \frac{I_1}{I_2} + Z_{22}. \quad (12-23)$$

Из (12-11), принимая сопротивление источника сигнала, равным  $Z_c$ , находим

$$\frac{U_1}{I_1} = -Z_c = Z_{11} + Z_{12} \frac{I_2}{I_1},$$

откуда

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{-Z_{12}}{Z_{11} + Z_c}$$

и полное выходное сопротивление

$$Z_{22} = Z_{22} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{11} + Z_c} = \frac{\Delta + Z_{22} Z_c}{Z_{11} + Z_c}. \quad (12-24)$$

## 12-9. Усилитель с общей базой

Схема усилителя с общей базой (рис. 12-19) часто встречалась в ранних работах, посвященных полупроводниковым триодам.

При анализе ее использовались обычно параметры триода, получаемые при его включении в данную схему, причем за независимые переменные принимали  $i_3$  и  $i_k$ . Тогда характеристики полупроводникового триода можно выразить с помощью следующих функциональных зависимостей:

$$U_3 = f_3(i_3, i_k);$$

$$U_k = f_4(i_3, i_k).$$

Для малых приращений токов  $\Delta i_3$  и  $\Delta i_k$  относительно их некоторых исходных значений результирующие приращения напряжений могут быть найдены из уравнений

$$\Delta U_3 = \frac{\partial U_3}{\partial i_3} \Delta i_3 + \frac{\partial U_3}{\partial i_k} \Delta i_k; \quad (12-25)$$

$$\Delta U_k = \frac{\partial U_k}{\partial i_3} \Delta i_3 + \frac{\partial U_k}{\partial i_k} \Delta i_k. \quad (12-26)$$

Если все приращения  $\Delta$  малы, то характеристики триода на рабочих участках можно считать линейными и частные производные, равные крутизне характеристик, будут постоянны.

Если, кроме того, все приращения синусоидальны, то уравнения (12-25) и (12-26) полупроводникового триода могут быть записаны в виде:

$$U_3 = Z_{11} I_3 + Z_{12} I_k; \quad (12-27)$$

$$U_k = Z_{21} I_3 + Z_{22} I_k, \quad (12-28)$$

так как все частные производные имеют размерность сопротивления.

Z-параметры в этих уравнениях определяются следующим образом:

$$Z_{11} = \left. \frac{\partial U_3}{\partial i_3} \right|_{I_k = \text{const.}} \quad \text{— полное входное сопротивление.}$$

$$Z_{12} = \left. \frac{\partial U_3}{\partial i_k} \right|_{I_3 = \text{const.}} \quad \text{— полное сопротивление обратной связи.}$$

$$Z_{21} = \left. \frac{\partial U_k}{\partial i_3} \right|_{I_k = \text{const.}} \quad \text{— полное прямое проходное сопротивление.}$$

$$Z_{22} = \left. \frac{\partial U_k}{\partial i_k} \right|_{I_3 = \text{const.}} \quad \text{— полное выходное сопротивление.}$$

Нетрудно видеть, что данные полные сопротивления подобны полным сопротивлениям, определяемым уравнениями (12-8). Благодаря

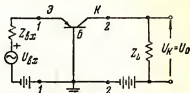


Рис. 12-19. Схема с общей базой для P-N-P плоскостного триода.

полной аналогии между уравнениями (12-11), (12-12) для любого четырехполюсника и уравнениями (12-27), (12-28), записанными для полупроводникового триода, рассмотренную выше теорию четырехполюсников можно применить и к полупроводниковым триодам. Таким образом, уравнения (12-27) и (12-28) определяют поведение полу-

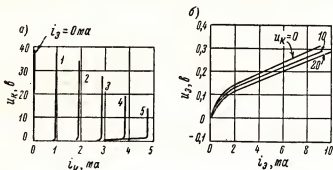


Рис. 12-20. Характеристики триода в схеме с общей базой:  
 а — семейство коллекторных характеристик (их наклон  $= r_{22}$ );  
 б — семейство эмиттерных характеристик (их наклон  $= r_{11}$ ).

проводникового триода, включенного по схеме с общей базой в режиме линейного усиления при малых сигналах.

На низких частотах все параметры триода являются активными, т. е.  $Z_{11}=r_{11}$ ,  $Z_{12}=r_{12}$ ,  $Z_{21}=r_{21}$  и  $Z_{22}=r_{22}$ .

Величины их могут быть измерены непосредственно при подаче малых сигналов на полупроводниковый триод, включенный в схему, предназначенную для измерения параметров. Условия включения триода в эту схему должны соответствовать условиям, при которых с помощью уравнений (12-8) определялись обобщенные полные сопротивления четырехполюсника, т. е. условиям холостого хода. Каждый из параметров триода может быть также определен из геометрической крутизны наклона соответствующего семейства характеристик.

Два примера, иллюстрирующие определение  $r_{11}$  и  $r_{22}$  из наклона характеристик, приведены на рис. 12-20. Из этого же рисунка видно, что  $r_{22}$  для плоскостного триода очень велико, а  $r_{11}$  — мало и в первом приближении не зависит от  $U_k$ . Величины  $r_{12}$  и  $r_{21}$  могут быть найдены аналогичным образом из семейств характеристик  $U_3=f(i_k)$  и  $U_k=f(i_3)$ .

Так как к полупроводниковым триодам применима общая теория электрических цепей, то эквивалентные схемы, содержащие один генератор (рис. 12-18), могут быть использованы как эквивалентные схемы триода. Схемы, приведенные на рис. 12-18, б (или на рис. 12-21, а), наиболее удобны для замещения триода, включенного по схеме с общей базой, причем рекомендуется ввести новые параметры  $r_3$ ,  $r_6$ ,  $r_k$  и  $r_m$ . Определение этих новых параметров через параметры основных уравнений четырехполюсника  $r_{11}$ ,  $r_{12}$ ,  $r_{21}$  и  $r_{22}$  может быть



произведено при сопоставлении уравнений (12-27), (12-28), записанных в виде

$$U_3 = r_{11} I_3 + r_{12} I_K; \quad (12-29)$$

$$U_K = r_{21} I_3 + r_{22} I_K, \quad (12-30)$$

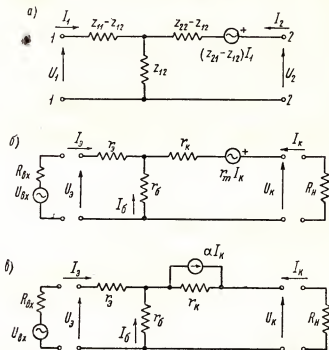


Рис. 12-21. Эквивалентные схемы для триода с общей базой, полученные из эквивалентных схем рис. 12-18.

и уравнений эквивалентной схемы рис. 12-21, б);

$$U_3 = (r_3 + r_6) I_3 + r_6 I_K; \quad (12-31)$$

$$U_K = (r_6 + r_m) I_3 + (r_6 + r_K) I_K. \quad (12-32)$$

Сравнение коэффициентов при одних и тех же членах даст:

$$r_{11} = r_3 + r_6; \quad r_{21} = r_6 + r_m;$$

$$r_{12} = r_6; \quad r_{22} = r_K + r_6.$$

Уравнения (12-8) позволяют выразить новые параметры, или параметры Т-образной эквивалентной схемы триода, включенного по схеме с общей базой, через обобщенные параметры четырехполюсника.

При этом получаем:

$$\left. \begin{aligned} r_3 &= r_{11} + r_{12} \text{ — сопротивление эмиттера;} \\ r_6 &= r_{12} \text{ — сопротивление базы;} \\ r_k &= r_{22} - r_{12} \text{ — сопротивление коллектора;} \\ r_m &= r_{21} - r_{12} \text{ — сопротивление эквивалентного генератора.} \end{aligned} \right\} \quad (12-33)$$

Таким образом, все эквивалентные схемы, приведенные на рис. 12-21, могут быть использованы в качестве эквивалентной схемы полупроводникового триода, включенного по схеме с общей базой. Параметры  $r_3$ ,  $r_6$  и  $r_k$  имеют простой физический смысл, тогда как физическое истолкование сопротивления  $r_m$  может быть получено на основе несколько более сложных представлений. Напряжение эквивалентного генератора, перенесенного в цепь коллектора, будет равно  $(r_m + r_6) I_3$ .

Из уравнения (12-32) в режиме короткого замыкания выходной цепи, т.е. при  $U_3 = 0$ , имеем  $-(r_m + r_6) I_3 = (r_k + r_6) I_k$ , откуда

$$\left| \frac{I_k}{I_3} \right| = \frac{r_m + r_6}{r_k + r_6} = \frac{r_{21}}{r_{22}}. \quad (12-34)$$

В плоскостном триоде  $r_6$  обычно пренебрежимо мало по сравнению с  $r_k$  и  $r_m$ , поэтому в данном случае

$$\alpha_{k,3} \approx \frac{r_m}{r_k}, \quad (12-35)$$

откуда

$$r_m \approx \alpha_{k,3} r_k. \quad (12-36)$$

Уравнение (12-34) позволяет вычислять коэффициент усиления по току для схемы с общей базой  $\alpha_{k,3}$ , который для плоских триодов всегда меньше единицы.

Выражение для входного импеданса (12-22) имело вид

$$Z_{11} = Z_{11} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{22} + Z_n}.$$

Используя параметры Т-образной эквивалентной схемы триода при его включении с общей базой, запишем выражение для входного сопротивления на низких частотах

$$R_{11} = r_3 + r_6 - \frac{r_6 (r_m + r_6)}{r_k + r_6 + R_n} = r_3 + \frac{r_6 (r_k - r_m + R_n)}{r_k + r_6 + R_n}. \quad (12-37)$$

Для уменьшения влияния емкости, шунтирующей выходное сопротивление  $R_{22}$ , сопротивление нагрузки  $R_n$  выбирают малым по сравнению с  $r_k$  и  $(r_k - r_m)$ . При этом условии выражение для входного сопротивления принимает вид.

$$R_{11} \approx r_3 + r_6 (1 - \alpha_{k,3}). \quad (12-38)$$

Выходное сопротивление может быть получено таким же путем из (12-24)

$$Z_{22} = Z_{22} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{11} + Z_c}.$$

Записывая это уравнение в параметрах Т-образной эквивалентной схемы, получаем

$$R_{22} = r_k - r_6 \frac{r_{r1} - r_2 - R_c}{r_3 + r_6 + R_c}, \quad (12-39)$$

т.е. выходное сопротивление меньше сопротивления коллектора, хотя второй — отрицательный — член правой части может быть мал по сравнению с  $r_k$ .

В последнем случае

$$R_{22} \approx r_k. \quad (12-40)$$

Соответствующим выбором  $R_c$  и  $R_n$  можно при необходимости осуществить согласование входной и выходной цепи усилителя.

Коэффициент усиления по напряжению для схемы с общей базой равен

$$A_u = \frac{U_k}{U_3} = \frac{-R_n I_k}{R_{11} I_3}.$$

Отношение токов находим из (12-21)

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_k}{I_3} = \frac{-Z_{21}}{Z_{22} + Z_n} = \frac{-r_{21}}{r_{22} + R_n}. \quad (12-41)$$

Используя, кроме того, уравнение (12-37) и выражение  $r_m = \alpha_{к.э} r_k$ , получаем

$$A_u = \frac{(r_m + r_6) R_n}{r_3 r_6 + r_k [r_3 + r_6 (1 - \alpha_{к.э})] + (r_3 + r_6) R_n}. \quad (12-42)$$

Учитывая, что первое и последнее слагаемые знаменателя малы и  $r_6 \ll r_m$ , получим

$$A_u \approx \frac{\alpha_{к.э} R_n}{r_3 + r_6 (1 + \alpha_{к.э})}. \quad (12-43)$$

Коэффициент усиления по току находится непосредственно из (12-41)

$$A_I = \frac{I_k}{I_3} = \frac{-r_{21}}{r_{22} + R_n} = \frac{-(r_6 + r_m)}{r_k + r_6 + R_n}. \quad (12-44)$$

При принятых ранее допущениях  $r_6 \ll r_m$ ,  $r_6 + R_n \ll r_k$  и используя соотношение  $r_m = \alpha_{к.э} r_k$ , имеем

$$A_I \approx -\alpha_{к.э}, \quad (12-45)$$

т.е. в схеме с общей базой при использовании плоскостного триода коэффициент усиления по току меньше единицы.

Коэффициент усиления по мощности, равный произведению коэффициентов усиления по току и напряжению, равняется

$$[A_u A_I] = \frac{\alpha_{к.э}^2 R_n}{r_3 + r_6 (1 - \alpha_{к.э})}. \quad (12-46)$$

Схема с общей базой, будучи аналогична усилителю на вакуумной лампе с заземленной сеткой, представляет собой усилитель с отрицательной обратной связью. В ней фаза сигнала не изменяется на обратную. Данная схема используется главным образом как трансформатор полных сопротивлений, применяемый для согласования низкоомного источника сигнала с высокоомной нагрузкой.

Типовые значения параметров плоскостного триода N—P—N типа в схеме с общей базой имеют следующий порядок:

$$\begin{aligned}\alpha_{к.э} &= 0,97; & r_б &= 100 \text{ ом}; \\ r_э &= 35 \text{ ом}; & r_к &= 2 \cdot 10^6 \text{ ом}; \\ r_m &= 1,94 \cdot 10^6 \text{ ом}.\end{aligned}$$

**Пример.** Используя приведенные выше значения параметров триода, вычислить  $R_{11}$ ,  $R_{22}$ ,  $A_u$ ;  $A_i$  и усиление по мощности в схеме с общей базой при  $R_c = 500 \text{ ом}$  и  $R_n = 10\,000 \text{ ом}$ .

Результаты вычислений по приведенным выше формулам сведены в таблицу:

$R_{11} = 38,5 \text{ ом}$	из (12-37)
$\approx 38 \text{ ом}$	из (12-38)
$R_{22} = 1,7 \cdot 10^6 \text{ ом}$	из (12-39)
$\approx 2 \cdot 10^6 \text{ ом}$	из (12-40)
$A_i = -0,965$	из (12-44)
$\approx 0,97$	из (12-45)
$A_u = 250,7$	из (12-42)
$\approx 255,2$	из (12-43)
Усиление по мощности $0,970 \cdot 255,2 = 247,5$ из (12-46) $= 23,8 \text{ дб}.$	

## 12-10. Усилитель с общим эмиттером

Усилитель на полупроводниковом триоде, включенном по схеме с общим эмиттером, аналогичен усилителю на вакуумной лампе, включенной по схеме с заземленным катодом. Эта схема нашла широкое применение благодаря полученному здесь большому усилению. При рассмотрении низкочастотного усилителя, включенного по схеме, показанной на рис. 12-22, а, удобно за независимые переменные принять  $I_б$  и  $I_к$ , при этом характеристики триода будут иметь вид, показанный на рис. 12-22, б. Основные соотношения четырехполюсника можно написать для данной схемы в виде

$$U_б = r_{11}I_б + r_{12}I_к; \quad (12-47)$$

$$U_к = r_{21}I_б + r_{22}I_к, \quad (12-48)$$

где параметры  $r_{11}$ ,  $r_{12}$ ,  $r_{21}$  и  $r_{22}$  должны иметь величину, соответствующую схеме с общим эмиттером.

Элементы эквивалентной схемы полупроводникового триода с общей базой (рис. 12-21, б) могут быть переставлены таким образом, чтобы новая эквивалентная схема, показанная на рис. 12-23, а, соответствовала усилителю с общим эмиттером. Методика использования

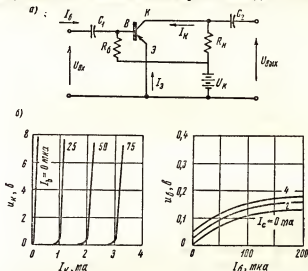


Рис. 12-22. Типовая схема низкочастотного усилителя с общим эмиттером ( $R_б = 150 \text{ ком}$ ;  $R_к = 10 \text{ ком}$ ;  $C_1 = C_2 = 1 \text{ мкф}$ ),

(а). Характеристики триода в схеме с общим эмиттером (б), (в).

элементов одной эквивалентной схемы в эквивалентных схемах других видов усилителей заимствована из ламповой техники.

Различия между схемами усилителей с общей базой и общим эмиттером, относящиеся только к самому триоду, заключаются в изменении полярности сигнала, приложенного между эмиттером и базой, что вызывает изменение на  $180^\circ$  фазы сигнала, усиливаемого в схеме с общим эмиттером.

Уравнения схемы (рис. 12-23, а) могут быть записаны из непосредственного рассмотрения данной схемы, однако при этом напряжение эквивалентного генератора будет функцией тока эмиттера  $I_3$ , так как

$$U_б = r_б I_б - r_3 I_3;$$

$$U_к = (r_m - r_3) I_3 + r_к I_к;$$

$$I_3 = -(I_б + I_к),$$

откуда

$$U_б = (r_б + r_3) I_б + r_3 I_к; \quad (12-49)$$

$$\begin{aligned} U_к &= (r_3 - r_m) I_б + (r_к + r_3 - r_m) I_к = \\ &= (r_3 - r_m) I_б + [r_3 + r_к (1 - \alpha_{кз})] I_к. \end{aligned} \quad (12-50)$$

Уравнение (12-50) показывает, что напряжение эквивалентного генератора  $r_m I_6$  отрицательно и является функцией тока  $I_6$ , который более удобно использовать в этой схеме в качестве независимой переменной. Оба уравнения (12-49) и (12-50) соответствуют эквивалентной схеме, изображенной на рис. 12-23, б.

Сравнение коэффициентов при одинаковых членах уравнений данной эквивалентной схемы с общими уравнениями четырехполосника

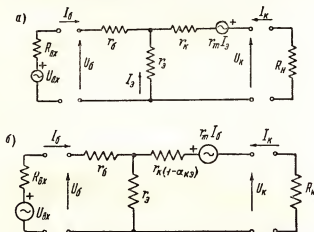


Рис. 12-23. Эквивалентная схема усилителя с общим эмиттером (а). Наиболее распространенный вид эквивалентной схемы усилителя с общим эмиттером (б).

(12-47) и (12-48) позволяет установить соотношение между обобщенными  $r$ -параметрами четырехполосника и параметрами эквивалентной схемы триода

$$\begin{aligned} r_{11} &= r_6 + r_э; & r_{21} &= r_э - r_m; \\ r_{12} &= r_э; & r_{22} &= r_э + r_к (1 - \alpha_{кэ}). \end{aligned}$$

Хотя эти соотношения отличаются от соотношений, полученных для схемы с общей базой, сами параметры триода  $r_э$ ,  $r_6$ ,  $r_к$  и  $r_m$  идентичны по физическому смыслу его параметрам для схемы с общей базой.

Выходное сопротивление схемы с общим эмиттером может быть найдено из общего выражения (12-22)

$$R_{11} = r_6 + \frac{r_э (r_к + R_H)}{r_к + r_э - r_m + R_H}. \quad (12-51)$$

В реальных схемах можно обычно принять, что  $r_э \ll R_H \ll r_к (1 - \alpha_{кэ})$ . Поэтому

$$R_{11} \approx r_6 + \frac{r_э}{1 - \alpha_{кэ}}. \quad (12-52)$$

Аналогичным образом из (12-24) находим выходное сопротивление

$$R_{22} = r_k (1 - \alpha_{k.э}) + \frac{r_э (r_б + r_m + R_c)}{r_б + r_э + R_c} \quad (12-53)$$

или

$$R_{22} = r_k (1 - \alpha_{k.э}) + \frac{r_э r_m}{r_б + r_э + R_c} \quad (12-54)$$

Коэффициент усиления по току  $A_I$  определяем из (12-21)

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_k}{I_б} = \frac{-r_{21}}{r_{22} + R_n},$$

откуда

$$A_I = \frac{-(r_э - r_m)}{r_э + r_k - r_m - R_n} = \frac{-1}{1 + (r_k + R_n)/(r_э - r_m)} \quad (12-55)$$

При  $r_э \ll R_n \ll r_k$

$$A_I \approx \frac{\alpha_{k.э}}{1 - \alpha_{k.э}} \quad (12-56)$$

При значениях  $\alpha_{k.э}$ , лежащих в пределах от 0,95 до 0,99, коэффициент усиления по току может быть очень велик, это обусловлено малым значением тока базы по сравнению с током, протекающим между эмиттером и коллектором.

Коэффициент усиления по напряжению в схеме с общим эмиттером равняется

$$A_u = \frac{V_k}{V_б} = \frac{-R_n I_k}{R_{11} I_б} = \frac{R_n}{r_б + [(r_б + r_э)(r_k + R_n)/(r_э - r_m)]} \quad (12-57)$$

Принимая

$$r_э \ll r_m \text{ и } R_n \ll r_k,$$

получаем

$$A_u \approx \frac{-\alpha_{k.э} R_n}{r_э + r_б (1 - \alpha_{k.э})} \quad (12-58)$$

где отрицательный знак правой части указывает на изменение фазы усиливаемого сигнала на  $180^\circ$ .

При большом  $R_n$  за счет сужения полосы усиливаемых частот в данной схеме может быть получен высокий коэффициент усиления.

Коэффициент усиления по мощности равен  $A_I \cdot A_u$ . Его упрощенное приближенное выражение имеет вид:

$$\frac{\alpha_{k.э}^2 R_n}{r_э (1 - \alpha_{k.э}) + r_б (1 - \alpha_{k.э})^2} \quad (12-59)$$

*Пример.* Используя значения параметров триода  $N-P-N$  типа, приведенные в разделе 12-9, определить значение  $R_{11}$ ,  $R_{22}$ ,  $A_I$  и  $A_u$  и усиление по мощности для схемы с общим эмиттером, если  $R_c = 500 \text{ ом}$  и  $R_n = 10\,000 \text{ ом}$ .

Результаты вычислений сведены в таблицу:

$R_{11} = 1105 \text{ ом}$	из (12-51)
$\approx 1266 \text{ ом}$	из (12-52)
$R_{22} = 167\,000 \text{ ом}$	из (12-53)
$\approx 167\,000 \text{ ом}$	из (12-54)
$A_I = 28,6$	из (12-55)
$\approx 32,3$	из (12-56)
$A_u = -250$	из (12-57)
$\approx -255,2$	из (12-58)
Усиление по мощности равно:	
$32,3 \cdot 255,2 = 8243 = 39,16 \text{ дб}$	из (12-59)

### 12-11. Усилитель с общим коллектором

Усилитель, работающий по схеме с общим коллектором, обладает высоким входным сопротивлением, низким выходным сопротивлением, имеет коэффициент усиления по напряжению меньше единицы и не изменяет фазу входного сигнала на обратную. Он подобен катодному повторителю, работающему на вакуумной лампе.

Основная схема усилителя с общим коллектором (рис. 12-24, а) может быть замещена эквивалентной схемой, приведенной на рис. 12-24, б. Последняя может быть составлена из элементов Т-образной эквивалентной схемы полупроводникового триода, причем сохраняются неизменными все направления токов и значения элементов, соответствующие этой схеме. Основные соотношения для четырехполюсника на низких частотах имеют вид

$$U_6 = r_{11} I_6 + r_{12} I_3; \quad (12-60)$$

$$U_3 = r_{21} I_6 + r_{22} I_3, \quad (12-61)$$

если за независимые переменные принять  $I_6$  и  $I_3$ .

Уравнения эквивалентной схемы усилителя с общим коллектором можно записать пользуясь схемой, показанной на рис. 12-24, б, и значениями токов в ее ветвях

$$U_6 = r_6 I_6 - r_k I_k - r_m I_3;$$

$$U_3 = r_3 I_3 - r_3 I_k - r_m I_3.$$

Рассматриваемая эквивалентная схема может быть преобразована к более удобному виду, если к каждому из только что написанных уравнений добавить и затем вычесть  $r_m I_6$ . Выполняя это преобразование и учитывая, что  $I_k = -(I_6 + I_3)$ , получим:

$$\begin{aligned} U_6 &= (r_6 + r_3 - r_m) I_6 + r_m I_6 + (r_k - r_m) I_6 = \\ &= [r_6 + r_k (1 - \alpha_{k3})] I_6 + r_m I_6 + r_k (1 - \alpha_{k3}) I_3; \end{aligned} \quad (12-62)$$



$$U_3 = (r_k - r_m) I_6 + r_m I_6 + (r_3 + r_k - r_m) I_3 = \\ = r_k (1 - \alpha_{кз}) I_6 + r_m I_6 + [r_3 + r_k (1 - r_{кз})] I_3. \quad (12-63)$$

Уравнениям (12-62) и (12-63) соответствует схема, приведенная на рис. 12-24, а и представляющая обычную эквивалентную схему усилителя с общим коллектором.

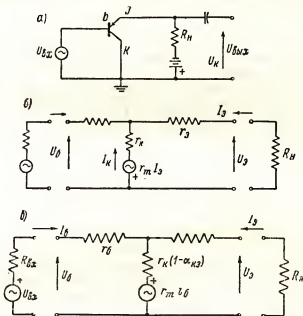


Рис. 12-24. Усилитель с общим коллектором (а). Эквивалентная схема усилителя с общим коллектором (б). Наиболее распространенный вид эквивалентной схемы усилителя с общим коллектором (в).

При анализе различных схем усилителей на полупроводниковом триоде в качестве основной была использована эквивалентная схема с общей базой. Эта схема после ее преобразования переходит в эквивалентные схемы усилителей иных видов, причем уравнения для каждой новой эквивалентной схемы были получены простыми алгебраическими преобразованиями уравнений исходной усилительной схемы с общей базой. Подобная методика аналогична используемой в ламповой технике, где все три основные эквивалентные схемы ламповых усилителей получаются при помощи преобразования одной из них.

В усилителях с полупроводниковыми триодами результаты подобных преобразований имеют более сложный вид: им соответствуют три различные эквивалентные схемы, в которых используются одни и те же параметры триодов. Это объясняется тем, что полупроводниковый триод представляет собой более сложный для анализа прибор, так как

он обладает относительно небольшим входным сопротивлением с достаточно малыми сопротивлениями внутренних обратных связей.

Сравнивая снова коэффициенты при одинаковых членах уравнений эквивалентной схемы и основных уравнений четырехполюсника (12-60) и (12-61), получим соотношения, с помощью которых обобщенные параметры четырехполюсника могут быть определены для схемы включения триода с общим коллектором.

$$\begin{aligned} r_{11} &= r_6 + r_k; & r_{21} &= r_k; \\ r_{12} &= r_k (1 - \alpha_{k,3}); & r_{22} &= r_3 + r_k (1 - \alpha_{k,3}). \end{aligned}$$

Эти же соотношения могут быть получены из (12-9), (12-62) и (12-63). Здесь используются такие же параметры триода, как и в схемах с общей базой и с общим эмиттером.

Основные параметры схемы с общим количеством могут быть получены из общих соотношений (12-21) и (12-24).

Использование их дает входное сопротивление

$$R_{11} = r_6 + \frac{r_k (r_3 + R_n)}{r_3 + r_k (1 - \alpha_{k,3}) + R_n}. \quad (12-64)$$

Если

$$r_6 \ll r_k \text{ и } r_3 \ll R_n \ll r_k (1 - \alpha_{k,3}),$$

то

$$R_{11} \approx \frac{R_n}{1 - \alpha_{k,3}}. \quad (12-65)$$

Для плоскостного триода, у которого  $\alpha_{k,3}$  меньше единицы, но близко к ней может быть получено достаточно высокое входное сопротивление. Однако при  $\alpha_{k,3}$  очень близком к единице, условие  $R_n \ll r_k (1 - \alpha_{k,3})$  может не выполняться; в этом случае для определения входного сопротивления следует пользоваться выражением (12-64).

Выходное сопротивление

$$R_{22} = r_3 + \frac{r_k (1 - \alpha_{k,3}) (r_6 + R_c)}{r_6 + r_k + R_c}. \quad (12-66)$$

При большом  $r_k$  это выражение упрощается и приобретает вид:

$$R_{22} \approx r_3 + (1 - \alpha_{k,3}) (r_6 + R_c). \quad (12-67)$$

В большинстве случаев второе слагаемое невелико по сравнению с  $r_3$ . Коэффициент усиления по току

$$A_i = \frac{r_{21}}{r_{22} + R_n} = \frac{-r_k}{r_3 + r_k (1 - \alpha_{k,3}) + R_n} = \frac{-1}{1 - \frac{r_3 - r_m + R_n}{r_k}}. \quad (12-68)$$

Если  $r_3$  и  $R_n$  малы по сравнению с  $r_m$ , имеем

$$A_i \approx \frac{-1}{1 - \alpha_{k,3}}. \quad (12-69)$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$A_u = \frac{U_2}{U_6} = \frac{-R_{11}I_2}{R_{11}I_6} = \frac{r_k R_{11}}{r_6 (r_k - r_m + r_2 + R_{11}) + r_k (r_2 + R_{11})}. \quad (12-70)$$

Делая обычные допущения и пренебрегая  $r_6$  и  $r_2$  по отношению к  $r_k$  и  $R_{11}$ , получим

$$A_u \approx \frac{1}{1 + [r_6 (1 - \alpha_{k,2}) / R_{11}]}, \quad (12-71)$$

т.е. в пределе коэффициент усиления по напряжению равен единице. Положительный знак указывает на отсутствие поворота фазы. Коэффициент усиления по мощности приближенно равен

$$A_u A = \frac{1}{(1 - \alpha_{k,2}) \left[ 1 + \frac{r_6 (1 - \alpha_{k,2})}{R_{11}} \right]} \approx \frac{1}{1 - \alpha_{k,2}}. \quad (12-72)$$

*Пример.* Для триода  $N-P-N$ -типа с параметрами, указанными в разделе 12-9, вычислить  $R_{11}$ ,  $R_{22}$ ,  $A_i$ ,  $A_u$  и усиление по мощности для схемы с общим коллектором, если  $R_c = 500 \text{ ом}$  и  $R_{11} = 10\,000 \text{ ом}$ .

Результаты вычислений сведены в таблицу:

$R_{11} = 328\,000 \text{ ом}$	из (12-64)
$\approx 333\,000 \text{ ом}$	из (12-65)
$R_{22} = 53 \text{ ом}$	из (12-66)
53 ом	из (12-67)
$A_i = -29,4$	из (12-68)
-33,3	из (12-69)
$A_u = 0,9996$	из (12-70)
0,9997	из (12-71)
Усиление по мощности равно 29,39 из (12-72) $\approx 14,7 \text{ дб}$	

## 12-12. Сравнение различных типов усилителей на полупроводниковых триодах

Усилитель по схеме с общей базой характеризуется низким входным и высоким выходным сопротивлениями и отсутствием поворота фазы усиливаемого сигнала. Он позволяет получить усиление по напряжению и по мощности и может использоваться в схемах с гальванической связью и для согласования сопротивлений.

Схема с общим эмиттером может быть использована в различных целях и обычно применяется в многокаскадных усилителях. Ее входное сопротивление намного выше сопротивления схемы с общей базой,

в то же время она имеет более низкое выходное сопротивление. Схема эта обеспечивает наивысшее возможное для данного триода усиление по напряжению и мощности. При небольших величинах сопротивления нагрузки  $R_n$ , меньших чем  $r_k(1 - \alpha_{кв})$ , входные сопротивления схем с общей базой и общим эмиттером не зависят от величины нагрузки. При средних по величине  $R_n$ , приближающихся к  $r_k$ , входное сопротивление

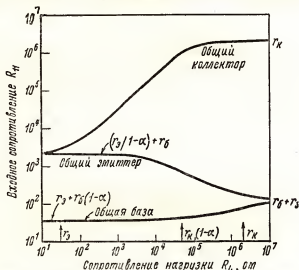


Рис. 12-25. Кривые зависимости  $R_n$  от сопротивления нагрузки  $R_n$  для триода, включенного по схеме с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором.

ление этих схем приближается к значению  $r_b + r_z$  (рис. 12-25), причем с увеличением сопротивления нагрузки входное сопротивление схемы с общей базой возрастает, а схемы с общим эмиттером — уменьшается. Эти изменения характерны для полупроводникового триода и делают его более гибким прибором по сравнению с вакуумной лампой, одновременно усложняя проектирование схем.

Схема усилителя с общим коллектором имеет малый коэффициент усиления по напряжению, приближающийся к единице. Она обладает низким выходным и высоким входным сопротивлением, величина которого зависит от  $R_n$  и не изменяет фазу входного сигнала. Эта схема используется в качестве буферного каскада или для согласования сопротивлений.

Приближенные уравнения основных параметров усилителей на полупроводниковых триодах даны в табл. 12-1.

Выходная мощность, отдаваемая в нагрузку полупроводниковыми триодами, органичивается максимально допустимым увеличением температуры триода и температурой окружающей среды проводниковых  $P - N$ -переходов, так как с возрастанием температуры резко увеличивается собственная проводимость полупроводника. Максимально

Таблица 12-1

**Сводка приближенных уравнений \* основных параметров усилителей на полупроводниковых триодах**

Параметр	Схема		
	с общей базой	с общим эмиттером	с общим коллектором
$R_{11}$	$r_3 + r_6(1 - \alpha_{к.э})$	$\frac{r_3 + r_6(1 - \alpha_{к.э})}{1 - \alpha_{к.э}}$	$\frac{R_H}{1 - \alpha_{к.э}}$
$R_{22}$	$r_k$	$r_k(1 - \alpha_{к.э}) + \frac{r_3 r_m}{r_6 + r_3 + R_c}$	$\frac{r_3 + (1 - \alpha_{к.э}) \times (r_6 + R_c)}{r_6 + R_c}$
$A_i$	$-\alpha_{к.э}$	$\frac{\alpha_{к.э}}{1 - \alpha_{к.э}}$	$\frac{-1}{1 - \alpha_{к.э}}$
$A_H$	$\frac{\alpha_{к.э} R_H}{r_3 + r_6(1 - \alpha_{к.э})}$	$\frac{\alpha_{к.э} R_H}{r_3 + r_6(1 - \alpha_{к.э})}$	1
Усиление по мощности	$\frac{\alpha_{к.э}^2 R_H}{r_3 + r_6(1 - \alpha_{к.э})}$	$\frac{\alpha_{к.э}^2 R_H}{(1 - \alpha_{к.э}) [r_3 + r_6(1 - \alpha_{к.э})]}$	$\frac{1}{1 - \alpha_{к.э}}$

\* Справедливых при условии, что  $r_3 + r_6 \ll R_H \ll r_k(1 - \alpha_{к.э})$ .

допустимое напряжение на коллекторе является функцией напряжения Ценера для данного материала. Несмотря на то, что увеличение выходной мощности полупроводникового триода ограничивается ростом его температуры, с триода можно снять достаточно большую мощность вследствие того, что даже при работе в режиме класса А к.п.д. триода достигает 49%.

Минимально возможные рабочие токи и напряжения полупроводниковых триодов гораздо ниже, чем у обычных ламп, что обусловлено линейностью коллекторных характеристик вплоть до очень малых напряжений.

Обычные значения рабочих параметров плоскостных триодов сведены в табл. 12-2.

Таблица 12-2

**Рабочие параметры плоскостных триодов**

Схема	$R_{11}$	$R_{22}$	Усиление по мощности, дБ	Инверсия фазы входного сигнала
	ОМ			
Общая база .....	30—1000	100 000—2 000 000	15—30	Нет
Общий эмиттер ..	300—1500	5000—100 000	30—40	Есть
„ коллектор	100 000—500 000	100—20 000	12—16	Нет

## 12-13. Графоаналитическое рассмотрение режимов работы полупроводникового триода на больших сигналах

Методы графоаналитического рассмотрения работы полупроводникового триода при больших сигналах полностью заимствованы из ламповой техники. В полупроводниковых триодах обычно задают макси-

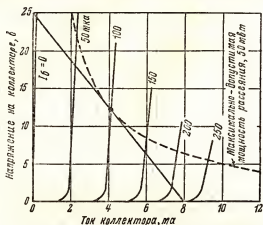


Рис. 12-26. Графоаналитический расчет рабочего режима триода.

мально допустимые значения коллекторного тока и напряжения, тока эмиттера и базы и мощность окружающей среды, рассеиваемой на триоде при определенной температуре.

Граничная линия, соответствующая максимально допустимой рассеиваемой мощности, может быть нанесена на семействе коллекторных характеристик (рис. 12-26). Положение точек этой линии вычисляется из уравнения гиперболического вида.

$$U_k I_k = P_{\text{доп}} \text{ — (допустимая мощность) вт.}$$

Рабочая точка не должна заходить за указанную границу в любой момент периода. Это особенно важно учитывать при реактивных нагрузках, когда нагрузочная характеристика представляет собой эллипс. В этом случае, даже если исходная рабочая точка  $Q$  расположена и ниже гиперболической границы, некоторая часть эллипса может выходить за критическую кривую. На подобных участках мощность, рассеиваемая триодом, превышает максимально допустимую величину, что может привести к повреждению триода.

Примем, что максимально допустимая мощность, рассеиваемая триодом, равна 50 мВт, напряжение источника питания коллектора  $U_k = 25$  в, а максимально возможный ток базы  $I_b = 250$  мкА. Нагрузочная линия может быть проведена из точки на оси ординат, соответствующей заданному напряжению  $U_k$ , по касательной к границе допустимой мощности рассеивания. Крутизна наклона этой линии соответствует сопротивлению нагрузки  $R_n = 3200$  ом. Мгновенные значения тока базы  $I_b$  в режи-

мах неискаженного усиления могут изменяться от 0 до 200 мка; при этом точка  $Q$  располагается на кривой, соответствующей  $I_B = 100$  мка. В обычных плоскостных триодах характеристики линейны до очень низких значений коллекторного напряжения, благодаря чему триод может работать в условиях, при которых наименьшее мгновенное напряжение на коллекторе доходит до 1—2 в. В настоящее время разрабатываются триоды с мощностью рассеивания от 65 до 100 вт и более. Такие мощности рассеивания возможны лишь при хорошей теплоотдаче или принудительном охлаждении.

Расчет рабочих параметров и характеристик схемы производится, как и в случае вакуумной лампы, на основе нагрузочной прямой. При трансформаторной или дроссельной связи положение точки  $Q$  выбирают после предварительного вычерчивания нагрузочных линий по постоянному и переменному току.

#### 12-14. Стабилизация полупроводниковых усилителей

Точка покоя  $Q$  в триоде соответствует определенным токам и для сохранения ее положения данные токи в схеме при отсутствии сигнала должны быть неизменными. Однако большинство источников питания является источниками постоянного напряжения, и поэтому условие питания постоянным током не выполняется. Кроме того, полупроводниковые триоды по электрическим параметрам сильно отличаются один от другого, и замена одного образца другим может привести к изменению тока, потребляемого от источника постоянного напряжения, и к сдвигу точки  $Q$  в нежелательную для работы область.

Другой серьезной трудностью является изменение параметров полупроводниковых триодов с изменением температуры. Ток насыщения  $I_{\kappa}$ , который течет в цепи коллектора при токе эмиттера, равном нулю, особенно чувствителен к температуре: он экспоненциально растет с увеличением температуры полупроводника. Рост  $I_{\kappa}$  приводит к увеличению рассеиваемой мощности и к дальнейшему росту температуры и  $I_{\kappa}$ . Тепловой пробой и разрушение триода является возможным конечным результатом такого процесса.

Фиксацию рабочего тока в точке покоя обеспечивает схема, показанная на рис. 12-27, а, в которой ток  $I_B$  задается сопротивлением, равным

$$R_1 = \frac{U_{\kappa}}{I_B}, \quad (12-73)$$

при этом сопротивление  $(r_s + r_b)$  считается малым по сравнению с  $R_1$ , что имеет место, когда  $U_{\kappa}$  велико. Если в требуемой точке покоя  $Q$   $I_B = 400$  мка, а  $U_{\kappa} = 20$  в, то  $R_1$  будет равно 50 000 ом.

Схема (рис. 12-27, а), в которой все питание осуществляется от одного источника, очень чувствительна к изменению  $I_{\kappa}$  от температуры. Для температурной стабилизации положения рабочей точки в схему вводится отрицательная обратная связь по постоянному току. Действие этой цепи подобно действию сопротивления, включенного в катодную цепь вакуумной лампы.

В схеме, показанной на рис. 12-27, б, отрицательная обратная связь как по переменному сигналу, так и по постоянному току осуществляется с коллектора на базу. Сопротивление обратной связи должно быть равно

$$R_1 = \frac{U_K - U_B}{I_B},$$

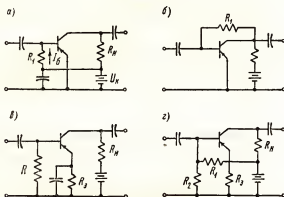


Рис. 12-27. Схемы подачи напряжения в базу.

где  $U_K$ ,  $U_B$  и  $I_B$  — значения тока и напряжений, соответствующие выбранной точке покоя  $Q$ .

Если напряжение на коллекторе начнет падать, то ток смещения базы также будет падать, стремясь восстановить исходное напряжение коллектора. Возрастание коллекторного напряжения приведет к увеличению тока базы, вследствие чего точка  $Q$  переместится по линии нагрузки в заданное исходное положение.

В схеме, изображенной на рис. 12-27, в, эмиттер заземлен только по переменной составляющей тока. По постоянному же току отрицательную обратную связь, стабилизирующую положение точки  $Q$ , обеспечивает сопротивление, включаемое в цепь эмиттера. Обычно для стабилизации достаточно включить  $R_3$  в 100—500 ом, что не отражается на коэффициенте усиления, если это сопротивление зашунтировано достаточно большой (для данного рабочего диапазона частот) емкостью.

В схеме, приведенной на рис. 12-27, г, используется комбинация из сопротивления  $R_3$ , не зашунтированного емкостью, и цепи фиксированного смещения. Величина  $R_1$  выбирается из условия получения желаемого тока базы. Сопротивление  $R_3$  обеспечивает получение отрицательной обратной связи по постоянному току и по переменной составляющей; благодаря этому сопротивлению ток коллектора остается постоянным при изменении температуры и при изменениях  $\alpha_{кз}$ . При анализе данной схемы сопротивление  $R_3$  должно быть сложено с  $r_3$  в уравнениях, описывающих ее работу.

Из табл. 12-1 можно видеть, что увеличение сопротивления цепи эмиттера приводит к уменьшению усиления схемы по напряжению и



по мощности. Другое важное следствие состоит в увеличении входного сопротивления в усилителях с общей базой и в усилителях с общим эмиттером. Если в этой схеме работает триод с параметрами, указанными в разделе 12-9, то введение сопротивления  $R_3 = 300 \text{ ом}$  увеличит входное сопротивление с 1105 до 11 300 ом, а коэффициент усиления по напряжению упадет с —255 до —29.

Включение сопротивления  $R_3$  имеет смысл еще и потому, что наряду со стабилизацией точки  $Q$  оно улучшает условия работы предыдущего каскада за счет увеличения входного сопротивления последующего каскада.

## 12-15. Многокаскадные усилители на полупроводниковых триодах

Схема с общим эмиттером чаще всего применяется в многокаскадных усилителях на полупроводниковых триодах. Несколько типовых схем межкаскадной связи в подобных усилителях приведено на рис. 12-28. В схеме (рис. 12-28, а) межкаскадная связь осуществляется с помощью трансформаторов, позволяющих согласовать выходное и

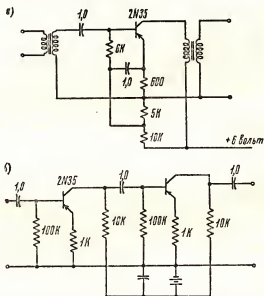


Рис. 12-28. Усилитель с трансформаторной связью (а). Низкочастотный усилитель с RC-связью (б).

входное сопротивление двух следующих друг за другом каскадов, а также и выходного сопротивления источника сигнала со входным сопротивлением первого каскада.

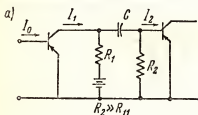
Стабилизация положения точки  $Q$  достигается за счет зашунтированного емкостью сопротивления, включенного в цепь эмиттера. На

рис. 12-28, б показана типовая схема междукаскадной связи при помощи  $RC$ -цепей. В этом случае не всегда удастся согласовать сопротивления на входе и на выходе последующих каскадов. Преимуществом схемы является уменьшение габаритов усилителя, что обусловлено отсутствием междукаскадного трансформатора. Отрицательная обратная связь осуществляется за счет сопротивления в цепи эмиттера.

Включение сопротивления, равного  $1 \text{ ком}$ , заметно увеличивает стабильность и входное сопротивление каскада, улучшая тем самым условия согласования его с выходным сопротивлением предыдущего каскада. Напряжение источника питания обычно равно  $20\text{--}25 \text{ в}$ ; а при указанных выше значениях всех остальных элементов схемы усиление остается достаточно постоянным во всем диапазоне звуковых частот.

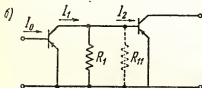
## 12-16. Частотные характеристики $RC$ -усилителей

Для расчета частотной характеристики усилителя с  $RC$ -связью между каскадами в диапазоне средних и низких частот воспользуемся



упрощенной схемой подобного каскада, приведенной на рис. 12-29, а. При условии, что  $r_s \ll r_m$ , уравнение (12-55), определяющее усиления по току схемы с общим эмиттером, может быть записано в виде

$$I_1 \approx I_0 \frac{\alpha_{\text{кэ}} r_{\text{к}}}{r_{\text{к}}(1 - \alpha_{\text{кэ}}) + R_{\text{н}}}, \quad (12-74)$$



где  $R_{\text{н}}$  — полное сопротивление нагрузки триода по переменному току.

Если  $R_2 \gg R_{11}$ , где  $R_{11}$  — входное сопротивление последующего каскада (рис. 12-29, б), имеем:

$$R_{\text{н}} = \frac{R_1 R_{11}}{R_1 + R_{11}}.$$

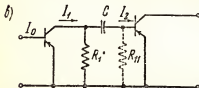


Рис. 12-29. Схема  $RC$ -связи (а). Эквивалентная схема  $RC$ -связи для средних частот (б). Низкочастотная эквивалентная схема  $RC$ -связи (в).

Это равенство будет справедливо только для средней части частотного диапазона, где реактивным сопротивлением конденсатора  $C$  можно пренебречь по сравнению с  $R_{11}$ .

Окончательное уравнение коэффициента усиления по току всего каскада в целом на средних частотах будет иметь вид:

$$A_i = \frac{I_2}{I_0} \approx \frac{\alpha_{\text{кэ}} r_{\text{к}}}{r_{\text{к}}(1 - \alpha_{\text{кэ}}) + R_{\text{н}}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{11}}. \quad (12-75)$$

Множитель  $R_1/(R_1 + R_{11})$  указывает на разветвление выходного тока  $I_1$  между сопротивлениями  $R_1$  и  $R_{11}$ , входящими во входную цепь последующего триода. Уравнение для  $A_I$  может быть также записано в виде

$$A_I \approx \frac{\alpha_{кз}}{1 - \alpha_{кз}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_n}{r_k(1 - \alpha_{кз})}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{11}}, \quad (12-76)$$

где в отдельный сомножитель выделен общий коэффициент усиления по току схемы с общим эмиттером в режиме короткого замыкания, равный  $\alpha_{кз} = \alpha_{кз}/(1 - \alpha_{кз})$ .

На низких частотах реактивное сопротивление конденсатора  $C$  будет сравнимо с  $R_{11}$ , вследствие чего уравнение полного коэффициента по току каскада в целом примет вид:

$$A_{I(n.c)} \approx \frac{\alpha_{кз} r_k}{r_k(1 - \alpha_{кз}) + \frac{R_1}{1 + j\omega C R_1}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}}, \quad (12-77)$$

что непосредственно следует из рассмотрения эквивалентной схемы данного усилительного каскада для низких частот, приведенной на рис. 12-29, в. Это уравнение может быть переписано в виде

$$A_{I(n.c)} = \frac{\alpha_{кз}}{1 - \alpha_{кз}} \frac{1}{1 - \frac{j}{\omega C} \left[ \frac{1}{r_k(1 - \alpha_{кз})} + \frac{1}{R_1} \right]}, \quad (12-78)$$

показывающем в наглядной форме влияние реактивного сопротивления конденсатора на коэффициент усиления по току. Очевидно, что для частоты

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C} \left( \frac{1}{r_k(1 - \alpha_{кз})} + \frac{1}{R_1} \right) \quad (12-79)$$

усиление по току упадет на 3 дБ, а дополнительный угол сдвига фазы будет  $+45^\circ$ . На низкочастотном конце полосы пропускания усилителя скорость падения усиления каскада по мощности будет равна 6 дБ на октаву.

Уравнение коэффициента усиления по току в диапазоне низких частот можно также записать в виде

$$A_I = \frac{\alpha_{кз}}{1 - \alpha_{кз}} \cdot \frac{1}{1 - jf_1/f}, \quad (12-80)$$

причем фазовый угол на некоторой текущей частоте  $f$  будет равен

$$\varphi = \arctg \left( \frac{f_1}{f} \right). \quad (12-81)$$

Эти выражения аналогичны соответствующим формулам, полученным для низкочастотной части полосы пропускания усилителя с  $RC$ -связью, работающего на вакуумных лампах.

Вид высокочастотного конца частотной характеристики усилительного  $RC$ -каскада на полупроводниковом триоде определяется значениями внешних элементов схемы, внутренними реактивностями полупроводникового триода и временем диффузии носителей в нем. Точную эквивалентную схему полупроводникового триода для этих частот составить трудно.

В первом приближении полупроводниковый триод в эквивалентной схеме может быть заменен сопротивлениями  $r_g$  и  $r_k$  низкочастотной эквивалентной схемы, зашунтированными соответствующими емкостями.

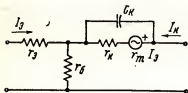


Рис. 12-30. Упрощенная эквивалентная схема полупроводникового триода для высоких частот при его включении в схему с общей базой.

Учитывая, что емкость эмиттера  $C_e$  шунтирует малое сопротивление  $r_e$ , его можно пренебречь даже в случае, когда она достигает 100—150 пф. Емкость коллектора  $C_k$ , шунтирующая большое сопротивление  $r_k$ , существенно снижает усиление на высоких частотах и уменьшает полное выходное сопротивление каскада. В некоторых случаях ее влияние проявляется даже на низких частотах вплоть до 1 кГц.

Приближенная высокочастотная эквивалентная схема триода с общей базой (рис. 12-30) может быть использована для построения эквивалентных схем других видов усилителей. Следует также отметить, что  $r_k$  и  $C_k$ , в свою очередь, являются функциями частоты и уменьшаются с ее возрастанием.

Было установлено, что из-за диффузии дырок и электронов в кристалле от частоты зависит и значение  $\alpha_{кз}$ . На высоких частотах  $\alpha_{кз}$  становится комплексной, т.е. будет иметь, помимо модуля, некоторый фазовый угол.

Из-за сложной природы процессов, происходящих в полупроводниковом триоде на высоких частотах, обычно ограничиваются аналитическим определением небольшого участка высокочастотного конца кривой зависимости  $\alpha_{кз}$  от частоты. Длина этого участка в единицах граничной частоты  $f_{кр}$  ограничивается точкой, в которой значение  $\alpha_{кз}$  падает до 70,7%, или 3 дБ от значения на низких частотах  $\alpha_{кз(н.ч)}$ . В указанном выше диапазоне частот значение  $\alpha_{кз}$  достаточно точно может быть определено из зависимости

$$\frac{\alpha_{кз}}{\alpha_0} = \frac{1}{1 + jff_{кр}}. \quad (12-82)$$

Изменения  $\alpha_{кз}$  в функции от частоты, определяемые формулой (12-82), показаны на рис. 12-31. Рассортировка триодов по  $f_{кр}$  позволяет устанавливать возможную границу его работы в диапазоне высоких частот. В настоящее время имеются плоскостные триоды с граничной частотой в несколько мегагерц. Частотная характеристика всей остальной части схемы может быть вычислена и выражена в децибеллах;

после чего она скидывается с частотной характеристики триода, то же выраженной в децибеллах, или вычитается из нее. Обе частотные характеристики должны быть выражены в единицах граничной частоты триода  $f_{кр}$ .

Для повышения точности в определении частотных характеристик триода на высокочастотном участке необходимо учесть объемный заряд,

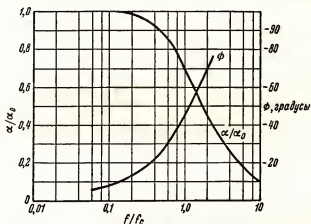


Рис. 12-31. Изменение  $\alpha_{кз}$  с частотой.

создаваемый токоносителями, и использовать при расчетах соответствующие уравнения, учитывающие как распределенные сопротивления и емкости триода, так и закономерности движения носителей зарядов.

### 12-17. Двухтактные схемы и схемы с дополнительными симметрирующими цепями

В мощных выходных каскадах триоды могут быть включены в схемы, почти полностью аналогичные ламповым двухтактным схемам, работающим в режимах класса *A* или *B*. С полупроводниковыми триодами в подобных схемах в режиме класса *A* может быть получен к.п.д. до 49%, а в режиме класса *B*—до 75%.

Выходная мощность полупроводникового триода ограничена значением максимально допустимой мощности, рассеиваемой триодом, и максимальным напряжением на коллекторе  $U_{к\max}$ . Максимальное напряжение на коллекторе ограничивается величиной напряжения Ценера для данного материала (т.е. обратным напряжением, при котором наступает пробой перехода). Триоды, допускающие использование высоких напряжений, должны изготавливаться из высокоомного и очень чистого материала, что может, однако, привести к ухудшению частотной характеристики. При работе на высоких напряжениях нельзя допускать перегрева триода, так как в противном случае будет наблю-

даться термическая нестабильность в работе триода и возможен его тепловой пробой.

При анализе работы двухтактных схем используются графические методы, разработанные для вакуумных ламп.

В двухтактных схемах могут одновременно работать полупроводниковые триоды различных типов ( $N-P-N$  и  $P-N-P$ ). Подобные схемы,

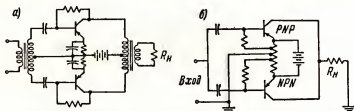


Рис. 12-32. Двухтактные схемы включения триодов с общим эмиттером, работающих в режиме класса  $A$  или  $B$  (а). Усилитель с дополнительной симметрирующей цепью, работающий в режиме класса  $B$  (б).

как правило, работают в режиме класса  $B$ , причем триоды различных классов ( $P-N-P$  и  $N-P-N$ ) включаются таким образом, чтобы сигнал одной и той же полярности являлся для одного триода рабочим, а для другого триода — запирающим. Учитывая, что входные сигналы для обоих триодов могут совпадать по фазе, заключаем, что фазоинвертер в подобной схеме не нужен.

Типовая двухтактная схема на полупроводниковых триодах различных классов показана на рис. 12-32, б. По выходной цепи триоды в данной схеме будут включены параллельно. Дополнительная симметрирующая цепь позволяет устранить входной трансформатор и обеспечивает стабилизацию коллекторного тока. Выходной трансформатор может быть также исключен, если согласование выходной цепи усилителя с нагрузкой можно обеспечить иным путем.

Для нормальной работы схемы необходимо, чтобы коллекторные токи обоих триодов были одинаковы. Вследствие этого могут возникнуть трудности в подборе достаточно идентичной пары.

## 12-18. Нестабильность точно-контактных триодов

Из типовой характеристики точно-контактного полупроводникового триода (рис. 12-33) непосредственно следует, что характеристики подобных триодов значительно менее линейны, чем характеристики плоскостных триодов. Сопротивление точечных триодов, определяемое из наклона кривых (рис. 12-33, а), намного меньше, чем у плоскостных. Другое важное отличие точно-контактных триодов от плоскостных заключается в том, что  $\alpha_{св}$  у них больше единицы, о чем было упомянуто выше. Отсюда следует, что разность

$$r_k - r_m = r_k(1 - \alpha_{св}),$$

которая часто встречается в полученных выше уравнениях, будет отрицательна и приведет к отрицательным значениям некоторых параметров точечно-контактных диодов. Однако эквивалентные схемы точечно-контактных диодов не будут отличаться от таковых для плоскостного триода. Это иллюстрирует рис. 12-34, на котором изображена схема

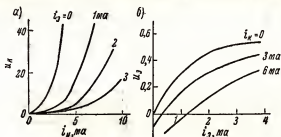


Рис. 12-33. Характеристики точечного триода.

усилителя с общей базой на точечно-контактном триоде. Входное сопротивление схемы с общей базой, согласно (12-38), равно

$$R_{11} = r_s + r_b(1 - \alpha_{кз}),$$

откуда можно видеть, что при достаточно большой величине  $r_b$  и  $\alpha_{кз} > 1$  входное сопротивление будет отрицательным. Так, например, при  $r_s = 35 \text{ ом}$ ,  $r_b = 100 \text{ ом}$  и  $\alpha_{кз} = 2,5$  входное сопротивление равно  $-115 \text{ ом}$ . Отрицательное значение входного сопротивления является результатом внутренней положительной обратной связи, осуществляемой в полупроводниковых триодах через сопротивление базы, и если эта связь достаточно велика, она может привести к нестабильности токов триода. В подобных случаях ток эмиттера начинает самопроизвольно расти, в результате чего быстро увеличивается ток коллектора. Этот процесс идет до тех пор, пока токи триода не будут ограничены сопротивлениями схемы или выходом триода из строя. Для устранения данной опасной нестабильности в цепь базы точечно-контактного триода должно быть включено достаточно большое внешнее сопротивление, ограничивающее токи диода.

Если точечные триоды используются для усиления, то применяется схема с общей базой, так как входное сопротивление в этой схеме имеет наименьшую величину и даже при отрицательном его значении схема работает стабильно.

В генераторах или импульсных устройствах, работа которых основана на нестабильных режимах триода, могут быть использованы схемы с общим эмиттером или общим коллектором, причем здесь в цепь базы необходимо включать достаточно большое ограничивающее внешнее сопротивление.

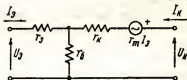


Рис. 12-34. Эквивалентная схема усилителя с общей базой.

## 12-19. Генераторы с обратной связью на полупроводниковых триодах

Как и любой другой усилительный прибор, полупроводниковый триод можно заставить генерировать колебания заданной частоты, для чего в усилительную схему вводят соответствующую обратную связь. Из рассмотрения обычных схем генера-

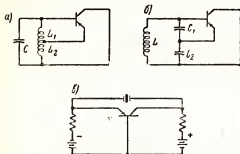


Рис. 12-35. Основные схемы генераторов с обратной связью на полупроводниковых триодах; а — схема с индуктивной связью; б — схема с емкостной связью; в — схема кварцевого генератора.

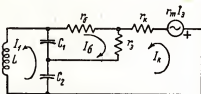


Рис. 12-36. Эквивалентная схема генератора с емкостной связью.

торов с обратной связью, работающих на полупроводниковых триодах (рис. 12-35), вытекает, что все эти схемы полностью подобны своим ламповым аналогам. В полупроводниковых генераторах связь с нагрузкой должна быть невелика, что обусловлено малыми значениями входного и выходного сопротивлений полупроводникового триода.

Для получения хорошей стабильности частоты генерируемых колебаний необходимо, чтобы триод был слабо связан с колебательным контуром и чтобы отношение  $C/L$  в резонансных цепях было возможно больше.

В генераторах с обратной связью можно использовать плоскостные и точечные полупроводниковые триоды.

Влияние параметров триода на частоту генерируемых колебаний и критическое значение обратной связи может быть найдено из анализа схемы генератора, что покажем на примере анализа генератора, собранного по схеме емкостной связи. В эквивалентной схеме подобного генератора (рис. 12-36) полупроводниковый триод заменен эквивалентным  $T$ -образным звеном, состоящим из сопротивлений и генератора тока  $r_m I_3$ . Уравнения данной схемы могут быть записаны в виде:

$$j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_e}\right) I_1 - \frac{j}{\omega C_1} I_6 + \frac{j}{\omega C_3} I_k = 0; \quad (12-83)$$

$$-\frac{j}{\omega C_1} I_1 + \left(r_6 + r_2 - \frac{j}{\omega C_1}\right) I_6 + r_3 I_k = 0; \quad (12-84)$$

$$\frac{j}{\omega C_3} I_1 + (r_3 - r_m) I_6 + \left(r_k + r_2 - r_m - \frac{j}{\omega C_3}\right) I_3 = 0, \quad (12-85)$$



где

$$C_c = C_1 C_2 / C_1 + C_2.$$

Как известно, что для того, чтобы в схеме, описываемой приведенными выше уравнениями, могли возникнуть стабильные колебания, определитель уравнений должен быть равен нулю. Приравнявая к нулю действительную и мнимую части определителя в отдельности, получаем два уравнения, из которых могут быть найдены условие стабильности генерации и частота генерируемых колебаний.

Действительная часть определителя имеет вид

$$\frac{r_k + r_3 - r_m}{\omega^2 C_1^2} + \frac{2r_3 + r_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{r_6 + r_3}{\omega^2 C_2^2} + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C_c} \right) \left( \frac{r_k + r_3 - r_m}{\omega C_1} + \frac{r_6 + r_3}{\omega C_2} \right) = 0.$$

Частота генератора будет близка к резонансной частоте колебательного контура, при которой  $\omega L - \frac{1}{\omega C_c} = 0$ . Кроме того, может быть принято, что  $r_3 \ll r_m$ . При этих условиях данное уравнение может быть приведено к виду:

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{r_m \pm \sqrt{r_m^2 - 4(r_k - r_m)(r_6 + r_3)}}{2(r_6 + r_3)}. \quad (12-86)$$

Для обычных полупроводниковых триодов второе слагаемое под радикалом будет мало по сравнению с первым и им можно пренебречь, в результате чего предыдущее уравнение, определяющее критическое значение обратной связи, еще более упрощается:

$$\frac{C_1}{C_2} \geq \frac{r_m}{r_6 + r_3}. \quad (12-87)$$

Мнимая часть определителя также должна быть равна нулю

$$\left( \omega L - \frac{1}{\omega C_c} \right) (r_6 r_k + r_6 r_3 + r_3 r_k - r_m r_6 - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2}) - \frac{1}{\omega^3} \left( \frac{1}{C_1^2 C_2} + \frac{1}{C_2^2 C_1} \right) = 0.$$

Обозначив через  $A$  алгебраическую сумму

$$r_6 r_k + r_6 r_3 + r_3 r_k - r_m r_6,$$

получим

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_c} + \frac{1}{AC_1 C_2}}, \quad (12-88)$$

где  $f$  — частота генерируемых колебаний.

Влияние полупроводникового триода на отклонение частоты генерации от резонансной частоты контура, определяемой значениями  $L$  и  $C_c$ , выражает множитель  $A$ , в который входят все параметры триода, и стабильность генерируемой частоты будет зависеть от изменения этих параметров.

Условие возникновения колебаний в генераторе с индуктивной связью имеет вид

$$\frac{L_2 + M}{L_1 + M} \geq \frac{r_m}{r_6 + r_2} \quad (12-89)$$

Частота генерации определяется выражением

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C(L_1 + L_2 + 2M) - (L_1 L_2 - M^2)/A}}, \quad (12-90)$$

где  $M$  — взаимдукция между  $L_1$  и  $L_2$ .

## 12-20. Генераторы с отрицательным сопротивлением и триггеры

Нестабильность точечных триодов при  $\alpha_{\text{эв}} > 1$  используется в ряде схем, работа которых основана на применении отрицательных сопротивлений. Схема простого релаксационного генератора показана на рис. 12-37, а, где  $R_3$ ,  $R_5$  и  $R_k$  —

внешние сопротивления схемы, включенные в соответствующие цепи триода. Из них  $R_3$  определяет рабочий режим,  $R_5$  увеличивает сопротивление в базе,  $R_k$  ограничивает коллекторный ток до безопасного для триода значения. Работа такого устройства может быть объяснена с помощью идеализированной эмиттерной характеристики (рис. 12-37, б).

В области  $A-B$  ток эмиттера очень мал и триод заперт. Участок  $B-D$  соответствует области отрицательного сопротивления, где триод нестабилен; участок  $C-D$  является областью большого тока коллектора и положительного входного сопротивления.

Положим, что при  $t = t_0$  конденсатор  $C_3$  заряжен отрицательно и напряжение эмиттера относительно общей точки равно  $U_1$ . При этих условиях триод

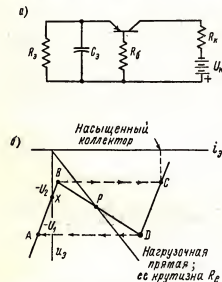


Рис. 12-37. Релаксационный генератор на точечном триоде  $N-P$ -типа (а). Эмиттерная характеристика точечного триода с участком отрицательного сопротивления (б).

заперт и  $i_k = 0$ ; на рис. 12-37, б, исходное состояние триода соответствует точке  $A$ . Пока ток эмиттера мал, конденсатор  $C_3$  продолжает разряжаться через сопротивление  $R_3$ , причем постоянная времени цепи  $R_3 C_3$  равна  $T_1 = C_3 R_3$ . В момент времени  $t_1$ , когда напря-

жение эмиттера станет равно  $U_2$ , что соответствует точке  $B$ , триод откроется и появится ток коллектора. Вследствие положительной внутренней обратной связи, имеющей место при  $\alpha_{\text{нб}} > 1$ , ток эмиттера самопроизвольно увеличится до значения, соответствующего точке  $C$ , а напряжение на эмиттере останется равным —  $U_2$ , так как напряжение на конденсаторе не может мгновенно измениться.

В точке  $C$ , когда ток коллектора будет примерно равен току насыщения  $U_K/R_K$ , процесс лавинообразного нарастания тока прекращается. Затем конденсатор  $C_2$  начинает снова заряжаться от источника питания сопротивлений  $R_K$  и  $R_5$ , соединенных параллельно, причем постоянная времени цепи заряда  $T_2 = C_2 R_5 R_K / (R_5 + R_K)$ .

Когда же в момент  $t_2$  напряжение эмиттера вновь достигает значения  $U_1$ , что соответствует точке  $D$ , коллекторный и эмиттерный токи падают самопроизвольно до значений, соответствующих запертому триоду, возвращая его в состояние, определяемое точкой  $A$ ; после чего весь цикл повторяется.

Формы кривых тока коллектора и напряжения на эмиттере показаны на рис. 12-38.

Так как длительность всего цикла определяется двумя постоянными времени, то частота генерируемых колебаний будет пропорциональна

$$f \approx \frac{1}{C_2 [R_3 + R_5 R_K / (R_5 + R_K)]} \quad (12-91)$$

Если  $T_2$  мало по сравнению с  $T_1$ , импульсы коллекторного тока будут иметь достаточно малую длительность и напряжение на эмиттере окажется близким к пилообразному. Если данная схема используется для генерации импульсов, их длительность может регулироваться, изменяя  $C_2$  и  $C_K$ .

Если заменить  $C_2$  последовательной цепью, состоящей из  $L$  и  $C$ , на выходе могут быть получены колебания, близкие к синусоидальным частотам, которые будут примерно равны резонансной частоте  $LC$ -цепи.

Несколько иных возможных схем генераторов с отрицательным сопротивлением приведено на рис. 12-39.

Триод переходит в нестабильное состояние всякий раз, когда его рабочая точка попадает в область  $B-D$ . Это же происходит в случаях, когда сопротивление  $R_3$  выбрано таким образом, что нагрузочная прямая, соответствующая  $R_3$ , пересекается с характеристикой в области  $C-D$ , например, в точке  $P$  на рис. 12-37, б.

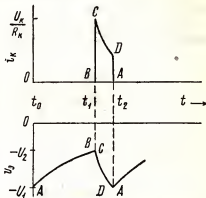


Рис. 12-38. Форма тока и напряжения в релаксационном генераторе.

Если в режиме короткого замыкания по цепи коллектора, т.е. при  $R_k=0$ , рабочую точку совместить с точкой  $X$ , расположенной на границе стабильной области (рис. 12-40, а), данная схема превращается в мультивибратор с одним стабильным состоянием. Если же, подав на эмиттер смещение, получить пересечение нагрузочной прямой с характеристикой в трех точках  $X_1$ ,  $X_2$  и  $X_3$  (рис. 12-41), то схема будет иметь два стабильных состояния, т.е. будет двустабильным триггером.

При удалении из схемы, приведенной на рис. 12-40, а, сопроти-

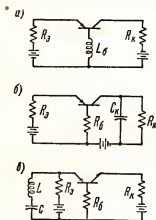


Рис. 12-39. Схемы генераторов с отрицательным сопротивлением; а — с управлением по базе; б — с управлением по коллектору; е — синусоидальный генератор.

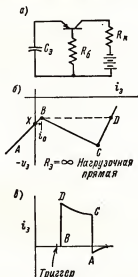


Рис. 12-40. Схема мультивибратора с одним стабильным состоянием (а). Эмиттерная характеристика триода (б). Форма тока эмиттера (в).

вления  $R_3$  ток смещения эмиттера будет равен нулю и рабочая точка  $X$  совместится с осью  $U_3$ . Если теперь подать в эмиттер импульс тока достаточной амплитуды ( $> i_p$ ), то рабочая точка, минуя точку  $B$ , сдвинется в область отрицательного сопротивления и в результате лавинообразного процесса ток эмиттера сразу же увеличится до значения, соответствующего точке  $D$ , где имеет место ток насыщения коллектора. Затем отрицательное напряжение на  $C_3$  начнет увеличиваться, и после того как рабочая точка перейдет точку  $C$  и попадет снова в нестабильную область  $B-C$ , триод скачком перейдет в исходное состояние, соответствующее точке  $A$ . Далее начнется медленный разряд конденсатора  $C_3$  через сопротивление ( $r_3 + r_6 + R_6$ ), который будет длиться до тех пор, пока рабочая точка не вернется в положение  $X$ , подготовив тем самым схему для нового запускающего импульса.

Постоянная времени цепи разряда  $T = C_3 (r_3 + r_6 + R_6)$  очень велика, так как напряжение на эмиттере соответствует обратному или

запорному направлению, и потому  $r_2$  велико. Это обстоятельство ограничивает возможность работы рассматриваемого мультивибратора с высокой частотой повторения.

В двустабильной схеме (рис. 12-41) напряжение смещения на эмиттере должно быть выбрано таким образом, чтобы нагрузочная прямая пересекала характеристику эмиттера в трех точках, в двух стабильных

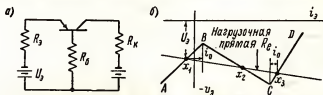


Рис. 12-41. Схема мультивибратора с двумя стабильными состояниями (триггера), (а). Эмиттерная характеристика триода (б).

$X_1$  и  $X_3$  и в одной —  $X_2$ , расположенной в нестабильной области. Рабочий цикл может начинаться, например, из «закрытого» состояния в точке  $X_1$ , когда ток мал. При подаче положительного импульса тока, достаточного по амплитуде для того, чтобы перевести рабочую точку за точку  $B$  в нестабильную область, схема скачком изменит свое состояние и окажется во втором стабильном состоянии, соответствующем точке  $X_3$ . В этом «открытом» состоянии течет ток коллектора  $i_k$ . Для возвращения схемы в «закрытое» состояние необходимо подать отрицательный импульс тока эмиттера  $i_p$ , достаточный для перехода рабочей точки за точку  $C$ , т.е. снова в нестабильную область, после чего схема скачком вернется в исходное «закрытое» состояние, соответствующее точке  $X_1$ .

Чувствительность к запуску определяется близостью точек  $X_1$  к  $B$  или величиной напряжения  $U_2$ . Увеличение  $U_2$  снижает чувствительность к запуску, но зато и уменьшает вероятность случайного срабатывания. Точка  $X_3$  может быть приближена к точке  $C$  соответствующим изменением  $R_2$ ; выбор ее положения определяется требуемой устойчивостью работы схемы.

Реальная форма выходного импульса из-за внутренних свойств самого триода при коротких импульсах не совершенна.

Выходной импульс будет задержан по отношению к запускающему вследствие конечного времени, необходимого для перехода дырок (в материале  $N$ -типа) от эмиттера к коллектору. Из-за различия траекторий движения отдельные дырки приходят к коллектору не одновременно, что ведет к увеличению длительности фронта импульса. Эти же причины вызывают задержку и «растягивание» заднего фронта. Дополнительная задержка заднего фронта происходит из-за накопления дырок в частях кристалла, удаленных от точек контакта с эмиттером и коллектором, что имеет место в случаях, когда триод насыщен при малых напряжениях на нем. Количество таких токоносителей, накопленных в объеме кристалла, является функцией входного тока и продолжительности времени, в течение которого триод находился в состоянии насыщения.

## 12-21. Полупроводниковый тетрод

Плоскостной полупроводниковый тетрод представляет собой прибор с улучшенными высокочастотными свойствами. Как показано на рис. 12-42, четвертый электрод присоединяется к базовой области со стороны, противоположной расположению нормального базового электрода. В

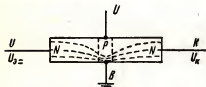


Рис. 12-42. Полупроводниковый плоскостной тетрод.

полупроводниковом приборе типа *N-P-N* отрицательное напряжение этого электрода превышает напряжение эмиттера  $U_3$ .

Так как напряжение, подаваемое на четвертый электрод полупроводникового триода, распределено между верхним и нижним выводами базы, то нормальные соотношения между напряжениями на электродах,

необходимые для работы для триода *N-P-N* типа, выполняются лишь в нижней части базы. Токи эмиттера и коллектора в объеме кристалла проходят только по небольшой области базы, расположенной вблизи нижнего базового электрода.

В результате уменьшается собственная емкость прибора и улучшаются его частотные характеристики в области высоких частот, хотя одновременно с этим уменьшается величина  $\alpha_{к-э}$ .

## 12-22. Полупроводниковые силовые выпрямители

Еще до исследований полупроводниковых свойств германия и кремния было разработано большое количество «твердых» выпрямителей, в которых в качестве полупроводникового материала использовались селен, сульфид меди и закись меди. В подобных выпрямителях полупроводниковое вещество наносится на металлическую основу. Используемые здесь полупроводниковые материалы относятся к *P*-типу, вследствие чего прямое направление напряжения, соответствующее малому сопротивлению прибора, имеется в случаях, когда полупроводник соединен с положительным полюсом источника.

**Меднозакисные выпрямители.** В меднозакисных выпрямительных элементах (купроксах), разработанных в 1926 г. Грондалем, слой закиси на медных шайбах образуется в процессе контролируемого окисления при высоких температурах. Затем окисленные медные шайбы нанизываются на изолированный болт попеременно со свинцовыми подкладками, обеспечивающими хороший контакт между медными шайбами по всей их поверхности. Обратное напряжение для каждой из шайб купроксного выпрямителя примерно 8-10 в. Для работы с большими напряжениями из купроксных шайб собирают выпрямительные столбики, в которых шайбы включаются последовательно. Каждый подобный столбик можно рассматривать как единый выпрямительный элемент. Для выпрямительных устройств, работающих по двухполупериодной (мостовой или иной более сложной) схеме на одном крепежном болте, нередко

собирают несколько выпрямительных столбиков, полярность которых чередуется соответственно требуемой схеме выпрямления (рис. 12-43). Максимально допустимая величина обратного напряжения уменьшается с возрастанием температуры, наибольшее значение которой для медно-закисных выпрямителей не должно превышать примерно 45°C. Рабочий ток купроксного выпрямителя возрастает с увеличением площади шайб.

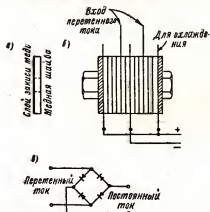


Рис. 12-43. Одноточечная шайба медно-закисного выпрямителя (а). Купроксный выпрямитель, собранный по схеме моста (в каждом плече моста включено по три шайбы, соединенные последовательно) (б). Мостовая схема полупроводникового выпрямителя, используемая в выпрямительных устройствах (в).

ную подложку наносится слой селена. Обычные селеновые шайбы выдерживают обратное напряжение до 26 в на шайбу, а при использовании особо чистого селена—до 40—50 в, в малоомощных—до 200—350 в, и могут работать при температуре около + 100°C.

Вольтамперная характеристика селенового выпрямительного элемента приведена на рис. 12-44. Выпрямители с селеновыми элементами имеют меньшие габариты и вес, чем выпрямители с меднозакисными элементами. Зависимость к.п.д. селеновых выпрямителей от тока нагрузки показана на рис. 12-45.

Сравнительные данные полупроводниковых выпрямителей приведены в табл. 12-3.

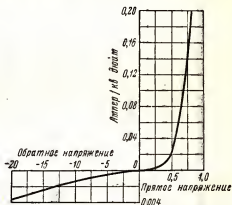


Рис. 12-44. Вольтамперная характеристика одноточечной селеновой шайбы.

**Селеновые выпрямители.** Селеновые выпрямители, широко используемые в радиоэлектронных и электротехнических устройствах, подобны по конструкции меднозакисным. В них на алюминиевую или желез-

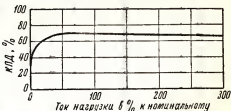


Рис. 12-45. К.п.д. селенового мостового выпрямителя.

Сравнительные данные селеновых, германиевых и кремниевых выпрямителей

Основные эксплуатационные данные	Выпрямители					
	селеновые		германиевые		кремниевые	
	на 1 шайбу	на сборку	на 1 диод	на сборку	на 1 диод	на сборку
Обратное напряжение, в .....	6—60	До 100 000	50—200	До 10 000	50—2400	До 100 000
Выпрямленный ток, а .....	10— <sup>*</sup>	До 100	10 <sup>-3</sup> —200	До 5000	10 <sup>-3</sup> —500	До 20 000
Падение напряжения на выпрямителе при полной нагрузке, в .....	0,5—0,7	—	0,4—0,8	—	0,8—6 <sup>*</sup>	—
Предельные температуры, рабочий режим	+(60—100)	—	+(70—100)	—	+(100—150)	—
Хранение, °С .....	+(80—120)	—	+(80—120)	—	+(150—200)	—

<sup>\*</sup> Падение напряжения на кремниевом диоде обычной конструкции на напряжение 400—600 в при полной нагрузке не превышает 1,0—1,5 в и только и специальных высоковольтных диодов на напряжение 1500—2500 в доходит до 4—6 в.



## 12-23. Ценеровские диоды

Специальные полупроводниковые приборы, предназначенные для стабилизации напряжения, защиты перенапряжений, ограничения импульсов и т.п., называются ценеровскими диодами.

Принцип действия ценеровских диодов основан на том, что в области пробоя падение напряжения на диоде остается почти строго постоян-

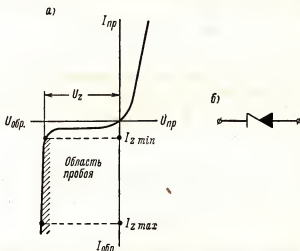


Рис. 12-46. Вольтамперные характеристики и условное обозначение ценеровских диодов: а — вольтамперные характеристики ценеровских диодов; б — условное обозначение ценеровских диодов.

ным при изменении тока пробоя в широких пределах (рис. 12-46). Состояние пробоя не ведет к гибели или порче ценеровских диодов. а является для него одним из нормальных рабочих состояний, если только ток пробоя ограничен значением, при котором рассеиваемая на диоде мощность не превышает максимально допустимой величины.

Величина напряжения пробоя в ценеровских диодах зависит от характера полупроводникового материала и технологии его обработки. Она может изменяться в значительных пределах.

В настоящее время ценеровские диоды выпускаются на напряжения от 2 до 620 в и мощности от нескольких десятков милливатт до 50 вт.

Основным полупроводниковым материалом для ценеровских диодов является кремний, однако ведутся исследования возможностей замены его иными полупроводниковыми материалами. В конце 1959 г. появились сообщения о разработке ценеровских диодов на мышьяковистом галлии. Преимуществом этих диодов является высокая предельно допустимая температура (+ 325°C) и почти вдвое меньшие габариты при равной мощности.

Эксплуатационные качества ценовских диодов характеризуются несколькими специфическими параметрами, из которых важнейшими являются:

— ценовское напряжение  $U_z$ , равное падению напряжения на диоде в области пробоя;

— температурный коэффициент ценовского напряжения  $TK_{u_z}$ , характеризующий изменения  $U_z$  в зависимости от температуры окружающей среды

$$TK_{u_z} = \frac{\Delta U_z}{\Delta t^\circ} 100 (\%/^\circ\text{C});$$

— динамическое сопротивление диода в области пробоя  $R_z$ , определяющее изменение ценовского напряжения  $U_z$  при изменении тока пробоя

$$R_z = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} (\text{ом});$$

— максимальное  $I_{z \max}$  и минимальное  $I_{z \min}$  значения тока пробоя.

Величина  $I_{z \max}$  определяется максимально допустимой мощностью  $P_z$ , которую может рассеять диод данной конструкции, так как

$$I_{z \max} = \frac{P_z}{U_z}.$$

Минимальная величина ценовского тока  $I_{z \min}$  ограничивается явлениями, происходящими в переходной области между режимом нормального обратного тока и режимом пробоя.

Лавинные процессы пробоя р-п-перехода имеют неустойчивый характер при малом токе, что объясняется флуктуационными явлениями и микро неоднородностью перехода. Дискретные микропробои в отдельных точках перехода, случайно возникающие и прекращающиеся, сопровождаются повышенными шумами и нестабильностью напряжения на диоде, вследствие чего при очень малых токах ценовские диоды работать не могут.

Однако в хорошо разработанных и изготовленных ценовских диодах переходная область вольт-амперных характеристик занимает столь узкую зону, что отношение максимального ценовского тока к минимальному равно нескольким сотням или тысячам.

Учитывая, что это отношение определяет пределы изменения тока полезной нагрузки стабилизатора напряжения, заключаем, что полупроводниковые стабилизаторы имеют существенные преимущества по сравнению с ламповыми газоразрядными стабилизаторами, для которых рассматриваемое отношение обычно не превосходит 5—10.

Температурная стабильность ценовского напряжения сильно изменяется в зависимости от абсолютного значения последнего (рис. 12-47).

При напряжениях, превышающих 4—6 в, температурный коэффициент  $TK_{u_z}$  монотонно увеличивается с возрастанием напряжения

вначале относительно медленно (область *III*) и далее, при  $U_z > 100-200$  в, очень быстро (область *IV*). Ценеровские диоды на напряжение выше 100—200 в используются только в блоках ограничения импульсов, в защитных устройствах и в иных схемах, где изменение выходного напряжения на десятые доли процента не имеет практического значения, и не применяются для стабилизации напряжения.

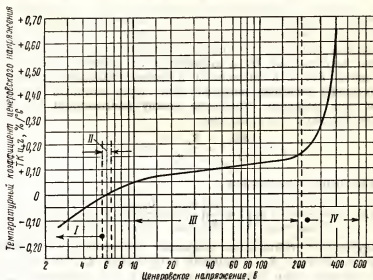


Рис. 12-47. Изменения температурного коэффициента ценеровского напряжения в зависимости от абсолютного значения напряжения.

При ценеровском напряжении ниже 4—6 в температурный коэффициент  $TK_{U_z}$  отрицателен (область *I*); температурная стабильность диодов ухудшается с уменьшением напряжения.

Особый интерес представляет область *II*, где температурный коэффициент  $TK_{U_z}$  очень мал по абсолютной величине и может иметь положительные и отрицательные значения.

Использование данной области позволило создать особо стабильные ценеровские элементы и сборки, составляемые из диодов, температурный коэффициент которых имеет близкие к нулю значения различного знака.

В лучших из подобных элементов, выпускаемых в настоящее время, температурная стабильность выходного напряжения составляет  $\pm 0,0005\%/^{\circ}\text{C}$  при изменении температуры окружающей среды в пределах от  $-50^{\circ}\text{C}$  до  $+150^{\circ}\text{C}$ .

Широкие эксплуатационные возможности ценеровских диодов позволяют использовать их в различных блоках радиоэлектронной аппаратуры. Несколько типовых схем последних рассматриваются ниже.

**Стабилизация напряжения.** Простейшая схема источника стабилизированного напряжения с ценеровским диодом приведена на рис. 12-48.

Ко входным клеммам последовательной цепи, состоящей из ценеровского диода и сопротивления  $R_1$ , ограничивающего ток пробоя, подводится напряжение  $U_{вх}$ . Стабилизированное напряжение  $U_{вых}$  снимается с клемм, включенных параллельно диоду. Для того, чтобы рассчитать основные эксплуатационные данные стабилизатора напряжения на ценеровском диоде, рассмотрим схему, в которой ценеровский диод заменен эквивалентной цепочкой, состоящей из источника ценеровского напряжения  $U_z$  и динамического ценеровского сопротивления диода  $R_z$ , а к выходным клеммам стабилизатора присоединена активная полезная нагрузка, ток через которую равен  $I_{вых}$ .

При этих условиях отношение между изменениями напряжения на входе и выходе стабилизатора

$$g = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} = \frac{R_z + R_1}{R_z} = 1 + \frac{R_1}{R_z},$$

и коэффициент стабилизации

$$K_{ст} = \frac{dU_{вх}/U_{вх}}{dU_{вых}/U_{вых}} = \left(1 + \frac{R_1}{R_z}\right) \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} \left(1 + \frac{U_{вх} - U_{вых}}{(I_z + I_{нагр}) R_z}\right).$$

Коэффициент стабилизации возрастает с увеличением ограничивающего сопротивления  $R_1$  (и входного напряжения  $U_{вх}$ ) и имеет максимальное, теоретически возможное, значение при  $R_1 = \infty$  (или  $U_{вх} = \infty$ ):

$$K_{ст \max} = \frac{U_{вх}}{(I_z + I_{нагр}) R_z}.$$

Сопротивление нагрузки  $R_{нагр}$  при заданном выходном напряжении  $U_{вых}$  и токе  $I_{нагр}$  равняется

$$R_{нагр} = \frac{U_{вых}}{I_{нагр}} = \frac{R_z R_1}{R_z + R_1} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_z}}.$$

В случаях, когда ток нагрузки должен изменяться в пределах от  $I_{нагр \cdot \min}$  до  $I_{нагр \cdot \max}$ , рекомендуется использовать регулируемое ограничивающее сопротивление  $R_1$ , минимальное значение которого определяется выражением:

$$R_{1 \min} = \frac{U_{вх \max} - U_{вых}}{I_{z \max} + I_{нагр \cdot \min}},$$

и максимальное значение равняется

$$R_{1 \max} = \frac{U_{вх \min} - U_{вых}}{I_{z \min} - I_{нагр \cdot \max}}.$$

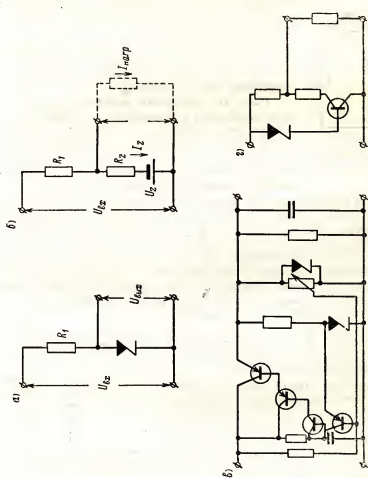


Рис. 12-48. Схемы стабилизаторов напряжения на центровских диодах: а — принципиальная схема простейшего стабилизатора напряжения; б — эквивалентная схема простейшего стабилизатора напряжения; в — высококачественный стабилизатор напряжения на полупроводниковых приборах; г — упрощенный стабилизатор напряжения на полупроводниковых приборах.

причем одновременно должно несколько изменяться и входное напряжение.

Значительно более высокую стабильность выходного напряжения можно получить в более сложных, чем рассмотренные выше, схемах стабилизатора, две из которых приводятся ниже. В первой из них (рис. 12-48, в) полезная нагрузка включается последовательно с мощным

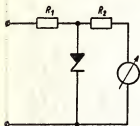


Рис. 12-49. Схема защиты измерительного прибора от перенапряжения.

полупроводниковым триодом, а два ценовских диода используются в качестве источника опорного напряжения.

Эта схема обеспечивает высокий коэффициент стабилизации выходного напряжения и при колебаниях входного напряжения, и при изменении тока нагрузки.

Если ток нагрузки остается неизменным или изменяется в очень узких пределах ( $\pm 5\%$  от среднего значения), высокую стабильность выходного напряжения относительно колебаний питающего входного напряжения обеспечивает более простая — параллельная — схема стабилизации, показанная на рис. 12-48, г.

**Защита от перенапряжения.** На рис. 12-49 приведена схема защиты от перенапряжения измерительного прибора при помощи ценовского диода. Сопротивление  $R_2$ , включенное последовательно с измерительным прибором, подбирается таким образом, чтобы при токе, несколько меньшем опасного для прибора значения, напряжение на клеммах диода увеличилось до напряжения пробоя. С возрастанием напряжения на входных клеммах рассматриваемого устройства ценовский диод перейдет в состояние пробоя и будет поддерживать напряжение на измерительном приборе в границах безопасных значений.

Сопротивление  $R_1$  в рассматриваемой схеме предназначено для ограничения тока пробоя через ценовский диод.

Вследствие того, что обратное сопротивление непробитого ценовского диода шунтирует измерительную цепь, это сопротивление должно быть возможно выше. Лучшие из современных ценовских защитных диодов имеют в непробитом состоянии обратное сопротивление порядка десятков и сотен мегом.

**Дифференциальный вольтметр на ценовском диоде.** Дифференциальный вольтметр на ценовском диоде (рис. 12-50) измеряет разность между входным напряжением  $U_{вх}$  и ценовским напряжением диода  $U_z$ , что во многих случаях является крайне необходимым. При использовании ценовских диодов сложные схемы дифференциальных вольтметров сильно упрощаются.

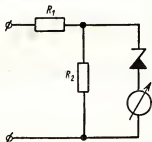


Рис. 12-50. Схема дифференциального вольтметра с ценовским диодом.

*Ограничение импульсов по амплитуде.* Ограничение импульса, необходимое во многих импульсных, телевизионных и иных радиоэлектронных схемах, наиболее просто осуществляется при помощи ценовских диодов (рис. 12-51, а).

*Формирование двусторонних трапецеидальных импульсов.* Формирование импульсов из синусоидального напряжения может быть осуществ-

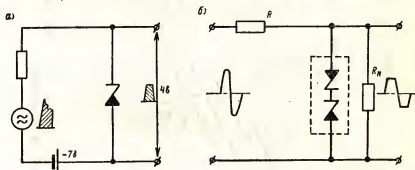


Рис. 12-51. Схемы ограничения и формирования импульсов: а — схема ограничения импульсов; б — схема формирования трапецеидальных импульсов.

влено при помощи двух ценовских диодов, включенных во встречных направлениях (рис. 12-51, б) или посредством двуханодных ценовских диодов, специально выпускаемых для этих целей.

*Применение ценовских диодов в цепи катодного смещения* (рис. 12-52). Использование ценовских диодов в цепи катодного смещения позволяет исключить из этих цепей дорогие и громоздкие конденсаторы, роль которых выполняет здесь динамическое сопротивление диода. Особенно велики преимущества ценовских диодов в усилителях очень малых частот (около нескольких герц), используемых в системах усиления постоянного тока. На частоте 1гц, например, ценовский диод с динамическим сопротивлением 2 ом (что является обычной величиной для диодов средней мощности при  $U_z = 6 \div 10$  в) эквивалентен конденсатору емкостью 80 000 мкф.

При использовании ценовских диодов в цепях катодного смещения отпадает необходимость и в активном сопротивлении  $R_k$ , роль которого выполняет усредненное внутреннее сопротивление диода в режиме пробоя.

*Междукаскадная связь на ценовских диодах в усилителях постоянного тока.* Междукаскадная связь на ценовских диодах в усилителях постоянного тока позволяет существенно упростить схему усилителей (рис. 12-53).

Ценовский диод в данной схеме компенсирует разность потенциалов между выходом предыдущего каскада и входом последующего и осуществляет хорошую междукаскадную связь даже на самых низких частотах (порядка нескольких герц), благодаря малой величине динамического ценовского сопротивления, играющего роль емкости междуэлектродной связи.

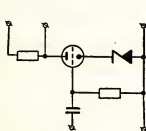


Рис. 12-52. Схема цепи катодного смещения с ценовским диодом.

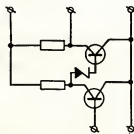


Рис. 12-53. Схема междукаскадной связи усилителя постоянного тока с ценовским диодом.

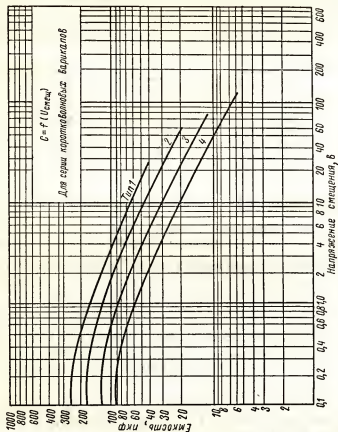


Рис. 12-54. Кривые зависимости емкости варикапов от напряжения смещения для серии коротковолновых варикапов.



## 12-24. Полупроводниковые переменные конденсаторы (варикапы)

Полупроводниковые переменные конденсаторы — варикапы — представляют собой миниатюрные кремниевые приборы с р—п-переходом, емкость которых изменяется в несколько раз (до 1:5 и более) при изменении постоянного напряжения, приложенного к прибору.

Подбирая соответствующим образом физические свойства кремния и материалов, используемых для легирования и образования р—п-перехода, можно получить варикапы с начальной емкостью от десятых долей пикофарады до 100 и более пикофарад при очень малых габаритах прибора.

На рис. 12-54 приведены кривые зависимости емкости нескольких варикапов одной серии от приложенного напряжения. Все варикапы данной серии смонтированы в стеклянном цилиндрическом корпусе

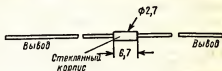


Рис. 12-55. Внешний вид и габаритные размеры варикапов коротковолновой серии.

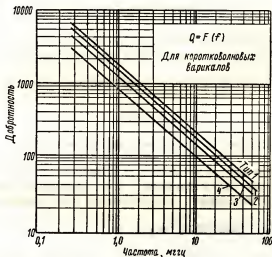


Рис. 12-56. Кривые зависимости добротности варикапов от частоты (для серии коротковолновых варикапов).

диаметром 2,7 мм и длиной 6,7 мм и имеют мягкие проволочные выводы (рис. 12-55).

В варикапах новейших типов, при сохранении сверхминиатюрных размеров, величина изменения емкости от напряжения смещения достигает 10—15 пф/в.

Благодаря малому току утечки и соответствующим конструктивным и технологическим мероприятиям варикапы имеют высокую добротность и могут быть использованы в радиоэлектронной аппаратуре для автоматической подстройки частоты, регулировки полюсы пропускания, корректировки частотных фильтров и др.

Кривые изменения добротности варикапов рассмотренной выше серии в зависимости от частоты приведены на рис. 12-56, из которого следует, что даже в коротковолновом диапазоне на волне  $\lambda = 60$  м добротность варикапов различных типов имеет порядок 200—350 и в у.к.в. диапазоне на  $\lambda = 6$  м составляет 20—40.

В варикапах специальных ультравысокочастотных типов высокая добротность сохраняется до сантиметрового диапазона, что позволяет использовать подобные приборы в качестве регулируемых реактивных элементов пирометрических усилителей на частотах до 5000 мГц.

Интересной разновидностью полупроводниковых переменных емкостей являются фотоконденсаторы, первые сведения о которых появились в печати в конце 1959 г.

Емкость этих приборов изменяется в широких пределах при изменении интенсивности облучающего их светового потока.

## 12-25. Варисторы

Полупроводниковые приборы, сопротивление которых резко изменяется в зависимости от приложенного напряжения, называются варисторами (рис. 12-57).

Зависимость между током и напряжением варистора выражается уравнением

$$I = KU^\alpha,$$

где показатель степени  $\alpha$  для варисторов разных типов изменяется от 4,0 до 8,0.

В области больших токов показатель степени  $\alpha$  для варистора каждого данного типа остается постоянным, а в начальной области вольтамперных характеристик немного увеличивается при приближении тока к нулю.

Вольтамперные характеристики нескольких типов варисторов одной из выпускаемых серий показаны на рис. 12-58.

Применяя различные методы технологической обработки, можно получать варисторы с симметричными и с несимметричными характеристиками, а также использовать параллельно-последовательные соединения однотипных и разнотипных варисторов, что существенно расширяет их эксплуатационные возможности.

Подбирая соответствующим образом варисторы с нужными вольтамперными характеристиками, можно использовать их для генерирования гармоник, ограничения и формирования импульсов, выпрямления и стабилизации напряжений и в ряде иных узлов и блоков радиоэлектронной аппаратуры.

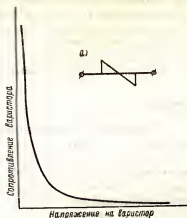


Рис. 12-57. Зависимость сопротивления варистора от приложенного напряжения: а — условное обозначение варистора.

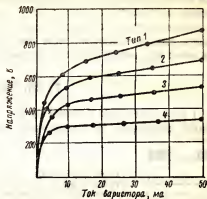


Рис. 12-58. Вольтамперные характеристики серии варисторов.

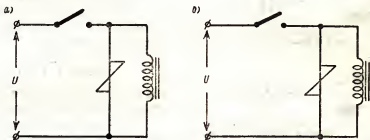


Рис. 12-59. Схемы включения варисторов для гашения искры: а — при  $U < 150$  в; б — при  $U > 150$  в.

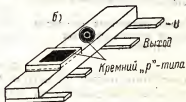
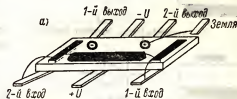


Рис. 12-60. Интегральный микро-модульный мультивибратор (а) и генератор (б).

Интересным применением варисторов является использование их для гашения искры и подавления пиков напряжения в электротехнических устройствах (рис. 12-59) и в схемах защиты перенапряжений.

Для изготовления варисторов используется карбид кремния, являющийся высокотемпературным материалом. Варисторы могут работать при высокой удельной нагрузке и имеют очень малые габаритные размеры.

## 12-26. Термисторы

Термисторами называются термочувствительные полупроводниковые приборы, используемые для измерения температуры в.ч. и с.в.ч. токов и мощностей, для индикации и измерения инфракрасного излучения, для температурной стабилизации разнородных устройств, в системах пожарной сигнализации, в медицине и биологических исследованиях и др.

Принцип действия термисторов основан на быстром уменьшении их сопротивления с возрастанием температуры соответственно уравнению

$$\rho_T = \rho_0 e^{-\frac{B}{T-T_0}},$$

где  $\rho_T$  — сопротивление термистора при заданной температуре  $T$ ;

$\rho_0$  — сопротивление термистора при исходной температуре  $T_0$ ;

$e$  — основание натуральных логарифмов;

$B$  — постоянная, зависящая от конструкции и материала термистора.

Термисторы изготавливаются в виде бусинок, стерженьков и шайбочек с проволочными, колпачковыми или дисковыми выводами и имеют, как правило, миниатюрные и сверхминиатюрные размеры.

Так, например, бусинковые термисторы, предназначенные для с.в.ч. измерений, имеют диаметр от 0,1 до 1 мм и могут измерять мощность от долей микроватта до нескольких десятков или сотен милливатт.

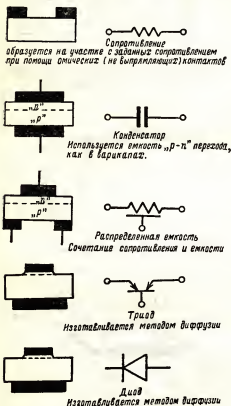


Рис. 12-61. Схемы различных элементов интегральных микромодульных устройств.

С изменением измеряемой величины (температуры, мощности) в рабочих пределах сопротивление термистора меняется в 1000 и более раз, причем температурная чувствительность достигает 3—10%°C и выше.

Пределы рабочих температур термистора определяются в основном применяемым материалом и могут изменяться в широких пределах от глубоких минусовых температур до положительных температур в несколько сотен градусов.

Представляется возможным и дальнейшее расширение температурных пределов термисторов путем использования в них новых полупроводниковых материалов.

Термисторы допускают включение в мостовые схемы, что существенно повышает чувствительность измерительной аппаратуры и иных устройств, где используются эти приборы.

## 12-27. Полупроводниковые интегральные микромодули

Острая необходимость в повышении надежности радиоэлектронной аппаратуры и резком сокращении габаритов и веса привела к разработке новых микромодульных блоков, собираемых из стандартных

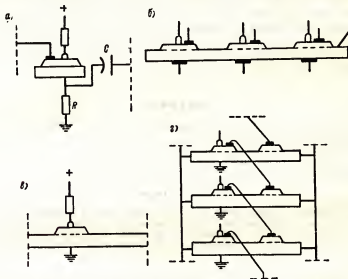


Рис. 12-62. Интегральные микромодульные логические блоки: а — обычный каскад сдвигающего регистра; б — интегральная ячейка; в — интегральный сдвигающий регистр с последовательным соединением ячеек; г — интегральный сдвигающий регистр с параллельным соединением ячеек.

сверхминиатюрных элементов и узлов, имеющих однотипное конструктивное оформление.

Из многочисленных вариантов микромодульных блоков и узлов наибольший интерес представляют интегральные полупровод-

никовые микромодули, каждый из которых изготовлен из одного куска полупроводникового материала, без каких-либо внутренних паяк соединительных проводов и «посторонних» деталей, и вместе с тем выполняет функции сложного блока-усилителя, генератора, датчика импульсов и др.

На рис. 12-60 показаны два интегральных микромодуля — генератор и мультивибратор. Каждый из них представляет пластинку германия или кремния размерами 6,4×3,2×0,8 мм (т.е. по площади не превышает сечения спичечной головки). На пластинке методами полупроводниковой технологии (травление, диффузия, испарение через маску) сформированы диоды, триоды, сопротивления и конденсаторы, являющиеся органической частью пластинки.

Мультивибратор содержит 12 элементов — два диффузионных триода, два конденсатора и восемь сопротивлений; в генераторе имеется 9 элементов — один триод, три конденсатора и пять сопротивлений.

Схемы различных элементов и методы их изготовления показаны на рис. 12-61.

Плотность монтажа в интегральных микромодулях рассмотренного выше типа составляет 1200 элементов на 1 см<sup>3</sup> объема.

В интегральных микромодульных элементах, предназначенных для выполнения логических операций в электронно-счетных устройствах, некоторые из которых показаны на рис. 12-62, плотность монтажа достигает 3500 элементов на 1 см<sup>3</sup>, что, по-видимому, также не является пределом.

## Задачи

12-1. Запишите  $h$ -параметры в уравнениях (12-16) и (12-17) через  $z$ -параметры уравнений (12-11) и (12-12).

12-2. Начертите эквивалентную схему с генератором тока для триода с общим эмиттером. Сделайте то же самое для схемы с общим коллектором.

12-3. Придумайте и начертите схемы для измерения

$$\alpha_{кз}, r_{11}, r_{22}, r_{21} \text{ и } r_{12}.$$

12-4. Используя точные формулы, определите входное сопротивление, выходное сопротивление и усиление по току, напряжению и мощности для усилителя на полупроводниковом триоде, работающем по схеме с общим эмиттером, если:  $r_3 = 25 \text{ ом}$ ;  $r_6 = 500 \text{ ом}$ ;  $r_k = 500\,000 \text{ ом}$ ;  $\alpha_{кз} = 0,96$ ;  $R_H = 25\,000 \text{ ом}$  и  $R_c = 100 \text{ ом}$ .

Рассчитайте те же параметры усилителя по приближенным формулам и объясните причины расхождения результатов.

12-5. Определите коэффициент усиления по напряжению триода с параметрами, указанными в задаче 12-4 в схемах с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором, если  $R_c = 1000 \text{ ом}$  и  $R_H = 5000 \text{ ом}$ .

12-6. Плоскостной триод (имеющий  $r_3 = 25 \text{ ом}$ ;  $r_6 = 350 \text{ ом}$ ;  $r_k = 2 \text{ мгом}$ ;  $\alpha_{кз} = 0,98$ ) отажд на выходном нагрузочном сопротивлении, равном  $12\,000 \text{ ом}$ , напряжение 4 в.

Определите ток входного сигнала.

12-7. Рассчитайте и начертите кривые зависимости  $r_{11}$ , усиления по току, напряжению и мощности от сопротивления нагрузки  $R_H$ , при изменении последнего от нуля до  $10^6 \text{ ом}$  и  $r_3 = 30 \text{ ом}$ ;  $r_6 = 500 \text{ ом}$ ;  $r_k = 2 \text{ мгом}$  и  $\alpha_{кз} = 0,9$  в схеме с общим эмиттером.

Определите величину  $R_{н\text{,}}$  соответствующую максимальному коэффициенту усиления по мощности в данной схеме.

12-8. Повторите задачу 12-7 для схемы с общей базой.

12-9. Повторите задачу 12-7 для схемы с общим коллектором.

12-10. Выведите выражение для сопротивления нагрузки  $R_{н\text{,}}$  при котором имеется максимальный коэффициент усиления по мощности в схеме с общим эмиттером.

Какую величину должно иметь нагрузочное сопротивление, обеспечивающее получение максимального коэффициента усиления по мощности, если  $r_3 = 30 \text{ ом}$ ;  $r_6 = 250 \text{ ом}$ ;  $r_k = 750\,000 \text{ ом}$ ;  $R_c = 1000 \text{ ом}$  и  $\alpha_{кз} = 0,97$ ?

12-11. Для триода, характеристики которого приведены на рис. 12-26, вычислите к.п.д., коэффициент искажений (считая приближенно, что все искажения определяются второй гармоникой), среднюю мощность и максимальную мощность, рассеиваемую триодом, если сопротивление нагрузки  $R_{н} = 2000 \text{ ом}$ ;  $U_k = 20 \text{ в}$  и  $I_{b\text{, макс}} = 200 \text{ мка}$ .

12-12. Плоскостной триод в схеме с общей базой имеет следующие параметры на частоте, равной  $1 \text{ кгц}$ :  $\alpha_{кз} = 0,96$ ;  $r_k = 870\,000 \text{ ом}$ ;  $r_6 = 400 \text{ ом}$ ;  $r_3 = 35 \text{ ом}$ ;  $f_{кр} = 220 \text{ кгц}$ ,  $C_k = 20 \text{ пф}$ .

Определите комплексное значение  $\alpha_{кз}$  на частоте  $400 \text{ кгц}$  и его активную и реактивную составляющие.

12-13. Усилитель с RC-связью состоит из двух каскадов на одинаковых плоскостных триодах, включенных по схеме с общим эмиттером, которые питаются от источника напряжения в  $12 \text{ вольт}$ . Сопротивления нагрузки в обоих каскадах одинаковы и равны  $12\,000 \text{ ом}$ .

При условии, что  $\beta = \alpha_{кб} = 50$ ,  $r_k = 2 \cdot 10^6 \text{ ом}$ ;  $r_6 = 500 \text{ ом}$  и  $r_3 = 35 \text{ ом}$ , найдите: а) полный коэффициент усиления по току; б) входное сопротивление первого каскада; в) усиление по мощности в децибеллах при  $R_c$ , согласованном с  $r_{11}$  первого каскада, и указанных выше сопротивлениях нагрузки обоих каскадов.

12-14. Рассчитайте величину конденсатора связи между каскадами в задаче 12-13, при включении которого спад частотной характеристики на частоте в  $30 \text{ гц}$  будет равен  $1 \text{ дб}$ .

12-15. Рассчитайте коэффициент усиления по току на частоте  $1000 \text{ гц}$  в схеме, указанной на рис. 12-28 в, при следующих параметрах триодов  $r_3 = 40 \text{ ом}$ ;  $r_6 = 400 \text{ ом}$ ;  $r_k = 1,5 \cdot 10^6 \text{ ом}$  и  $\alpha_{кз} = 0,98$ .

12-16. Полупроводниковый триод с  $\alpha_0 = 0,96$  имеет  $f_{кр} = 0,6 \text{ Мгц}$ .

Найдите величину  $\alpha_{кз}$  на частоте  $0,1 \text{ Мгц}$ .

12-17. Найдите условия, при которых точечный триод, эквивалентная схема которого приведена на рис. 12-46, будет стабилен, т.е. определитель его уравнений будет положительным в условиях короткого замыкания входа и выхода.

12-18. Для схемы, показанной на рис. 12-46, рассчитайте и начертите кривую зависимости  $r_{11} = f(R_{н\text{,}})$  при изменении сопротивления нагрузки  $R_{н}$  от нуля до  $500\,000 \text{ ом}$ .

12-19. Найдите условия возбуждения генератора с отрицательным сопротивлением на точечном триоде в схеме с заземленной базой и последовательным резонансным контуром, включенным параллельно сопротивлению  $R_3$ .

12-20. Покажите, что условия получения положительного входного сопротивления в любой из возможных схем включения полупроводникового триода являются одновременно условиями, при которых определитель, составленный из сопротивлений этой схемы, больше нуля.

12-21. Составьте эквивалентную схему генератора на одном полупроводниковом триоде с активным сопротивлением, используя  $h$ -параметры, определяемые уравнениями (12-16) и (12-17).

12-22. Составьте эквивалентную схему такого же генератора, используя  $u$ -параметры, определяемые уравнениями (12-14) и (12-15).

# Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Seitz, F.: "The Modern Theory of Solids," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1940.
  2. Cornelius, E. C.: Germanium Crystal Diodes, *Electronics*, **19**: 118 (February, 1946).
  3. Torrey, H. C., and C. A. Whitmer: "Crystal Rectifiers," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1948.
  4. Bardeen, J., and W. H. Brattain: The Transistor, a Semiconductor Triode, *Phys. Rev.*, **74**: 230 (1948).
  5. Ryder, R. M., and R. J. Kirchner: Some Circuit Aspects of the Transistor, *Bell System Tech. J.*, **28**: 367 (1949).
  6. Bardeen, J., and W. H. Brattain: Conductivity of Germanium, *Phys. Rev.*, **75**: 1216 (1949).
  7. Shockley, W.: "Electrons and Holes in Semiconductors," D. Van Nostrand Company, Inc., Princeton, N.J., 1950.
  8. Shockley, W.: The Theory of *P-N* Junctions in Semiconductors and *P-N* Junction Transistors, *Bell System Tech. J.*, **29**: 435 (1949).
  9. *Proceedings of the IRE*, Special Issue on Transistors, **40**: 1283—1632 (1952).
  10. Sziklai, G. C.: Symmetrical Properties of Transistors and Their Applications, *Proc. IRE*, **41**: 71 (1953).
  11. Shea, R. F.: "Principles of Transistor Circuits," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1953.
  12. Coblenz, A., and H. L. Owens: "Transistors: Theory and Applications," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1955.
  13. Ramsey, G.: The Selenium Rectifier, *Elec. Eng.*, **63**: 425 (1944).
  14. *Proceedings of the IRE*, Special Issue on Solid-state Materials, **43**: 1701—2000 (1955).
-



## ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

### ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

Явления фотоэлектронной эмиссии и изменения проводимости некоторых веществ при воздействии света, рассмотренные во второй главе, положены в основу устройства различных светочувствительных приборов, из которых наибольшее практическое значение имеют следующие:

Фотоэлементы, в которых фотокатод, изготовленный из материала с малой работой выхода, при световом облучении эмиттирует свободные электроны. Эмиттируемые катодом электроны собираются анодом, находящимся под положительным потенциалом относительно катода. В фотоэлементах анод и катод заключены в стеклянный или кварцевый баллон, наполненный разреженным инертным газом или откачанный до высокой степени вакуума.

Фотоэлементы с запорным слоем, в которых лучистая энергия, попадающая на светочувствительную поверхность, приводит к возникновению на клеммах прибора фото-э.д.с. В специальных устройствах с подобными фотоэлементами ток будет примерно пропорционален интенсивности светового потока.

Фотосопротивления и фототранзисторы, работа которых основана на изменении проводимости полупроводников (например, германия, селена или кремния) при воздействии света.

Солнечные батареи.

#### 13-1. Лучистая энергия

Лучистой энергией обычно называют энергию электромагнитных колебаний, длина волны которых лежит в диапазоне от 0,01 до 100 мк (один микрон равен  $10^{-6}$  м и обозначается знаком мк). Длины волн подобного излучения обычно измеряются в ангстремах ( $1 \text{ \AA} = 10^{-10}$  м) или в миллимикронах ( $1 \text{ ммк} = 10^{-9}$  м).

Частота электромагнитных колебаний  $f$  может быть определена из соотношения

$$f = c/\lambda,$$

где  $\lambda$  — длина волны, м;

$c$  — скорость распространения света;

$$c = 2,99776 \cdot 10^8 \text{ м/сек} \approx 3 \cdot 10^8 \text{ м/сек}.$$

Наиболее короткие волны рассматриваемого диапазона соответствуют области ультрафиолетового, а наиболее длинные — области инфракрасного излучения. Между ультрафиолетовым и инфракрасным участком спектра лежит область видимого света от фиолетового, которому соответствуют волны длиной 0,4 мк, до красного с длиной волны 0,7 мк.

Видимым светом называют ту часть спектра электромагнитного излучения, которая при воздействии на нормальный человеческий глаз

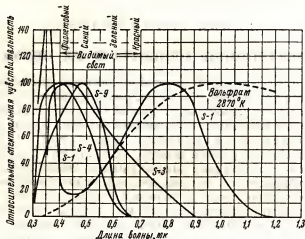


Рис. 13-1. Относительная спектральная чувствительность различных фотокатодов.

вызывает непосредственное ощущение света. При этом чувствительность глаза к излучению различного цвета, т.е. к излучению различной длины волны не одинакова. Наибольшую чувствительность глаз имеет в области зелено-голубого излучения с длиной волны около 0,53 мк.

Чувствительность фотозлементов оценивают по отношению тока, эмиттируемого фотозлементом при освещении, к интенсивности светового потока. Эта зависимость выражается обычно в микроамперах на микроватт падающей радиационной мощности определенной длины волны. Спектральный состав светового излучения различных источников может быть различным; эффективность преобразования световой энергии в электрическую существенно меняется при изменении длины волны падающего света и характера фотокатода (рис. 13-1).

В качестве стандартного источника света для сравнительных целей обычно используется лампа накаливания с вольфрамовой нитью, нагретой до такой температуры, при которой спектр излучения вольфрамовой нити близок к спектру излучения абсолютно черного тела, нагретого до температуры 2870°K. Кривые относительной чувствительности разнородных фотокатодов к излучению различной длины волны, приведенные на рис. 13-1, были получены при использовании в качестве

источника света накалинной вольфрамовой нити, работавшей при указанной выше температуре.

Чувствительность фотоэлемента может быть определена также по отношению эмиттируемого электронного фототока к интенсивности облучающего фотоэлемент светового потока и выражается в данном случае в  $\text{мкА/лм}$ . При этом предполагается, что используется определенный стандартный источник света. Здесь люмен ( $\text{лм}$ ) представляет единицу светового потока.

Другая единица светового потока — свеча — равна потоку, который излучает при горении обычная свеча в определенных условиях. Свеча испускает свет во всех направлениях и дает сферический световой поток, равный  $4\pi$  люмен. Поскольку телесный угол, окружающий точку, равен  $4\pi$  радиан, люмен может быть определен как световой поток, излучаемый стандартной свечой на единицу телесного угла\*.

Поскольку число люмен на единицу телесного угла при точечном источнике света остается постоянным, величина светового потока, падающего на единицу площади, уменьшается пропорционально квадрату расстояния от источника. Следовательно,

$$L = \frac{cA}{d^2}, \quad (13-1)$$

где  $L$  — освещенность в  $\text{лм}$  на площади в  $A \text{ см}^2$ , расположенной на расстоянии  $d \text{ см}$  от точечного источника, мощностью в  $c$  свечей.

### 13-2. Фотокатоды

В главе 2 было указано, что при фотоэлектронной эмиссии энергия фотона, поглощенного эмиттируемым электроном, расходуется на работу, совершаемую электроном при выходе из вещества ( $eW_0$ ), а избыток энергии фотона преобразуется в кинетическую энергию электрона  $\left(\frac{mv^2}{2}\right)$ .

Следовательно,

$$h\nu = e, \quad (13-2)$$

где  $h\nu$  — энергия светового кванта (фотона);  $\nu$  — частота,  $e$  и  $h$  — постоянная Планка, равная  $6,57 \cdot 10^{-34} \text{ дж} \cdot \text{сек}$ .

Энергия фотона должна быть по меньшей мере достаточна для преодоления электроном работы выхода; поэтому наименьшее — пороговое — значение частоты  $\nu$ , при котором еще возможна фотоэлектронная эмиссия данного фотокатода, будет

$$\nu_0 = \frac{eW_0}{h}. \quad (13-3)$$

\* С 1948 года люмен определяется как световой поток, испускаемый полным платиновым излучателем — абсолютно черным телом, — имеющим поверхность излучения  $0,5305 \text{ мм}^2$  и находящимся при температуре затвердевания платины. — *Прим. ред.*

При облучении фотокатода электромагнитными колебаниями более низкой частоты фотоэлектронная эмиссия невозможна.

Только немногие материалы и композиции обладают столь низкой работой выхода, что возможна эмиссия электронов при воздействии фотонов видимого света. К подобным материалам принадлежат металлы щелочной группы: литий, натрий, калий, рубидий и цезий. Последний, нанесенный в виде мономолекулярного слоя на слой окиси цезия на серебряном основании, образует поверхность, обладающую высокой чувствительностью даже в инфракрасной области, что иллюстрирует кривая  $S_1$ , приведенная на рис. 13-1.

Увеличение чувствительности фотоэлементов в длинноволновой инфракрасной части спектра полезно при исследованиях и индикации накаливаемых источников света, значительная часть спектра излучения которых лежит в области инфракрасных волн (см. кривую распределения по спектру излучения накаливаемой вольфрамовой нити, приведенную на том же рисунке). Отсечка (резкое падение интенсивности излучения) в области  $0,3 \text{ мк}$  объясняется плохим пропусканием ультрафиолетовых лучей обычным стеклом, из которого изготавливаются колбы ламп накаливания и большинства фотоэлементов. В случаях, когда область чувствительности фотоэлемента должна быть расширена в сторону коротких волн, применяют колбы, изготовленные из кварца или специального увиолевого стекла, хорошо пропускающего фиолетовое и ультрафиолетовое излучение.

Вследствие различного характера спектральной чувствительности разнородных фотокатодов и различного спектрального состава излучения источников лучистой энергии в каждом данном конкретном случае необходимо соответствующим образом подбирать генератор и индикатор лучистой энергии.

### 13-3. Вакуумные фотоэлементы

Основными частями фотоэлементов являются светочувствительный фотокатод, обработанный цезием или другими материалами, обладающими малой работой выхода, и анод, имеющий вид небольшого колечка, изготовленного из тонкой проволоки. Проволочный анод стремятся сделать как можно меньших размеров, чтобы он возможно меньше «затенял» светочувствительную поверхность катода. На анод фотоэлемента подается положительное относительно катода и довольно высокое напряжение, которое должно быть достаточным для того, чтобы все эмиттируемые катодом электроны были притянуты анодом. Иными словами, фотоэлемент должен работать в режиме насыщения. В большинстве фотоэлементов насыщение имеет место при разности потенциалов между анодом и катодом, превышающей  $40 \text{ в}$ . Из рассмотрения типового семейства вольтамперных характеристик фотоэлемента, приведенных на рис. 13-2, *а*, вытекает, что в области насыщения величина фототока не зависит от напряжения на аноде фотоэлемента.

Характеристики вакуумного фотоэлемента подобны характеристикам пентода, что позволяет представить вакуумный фотоэлемент в экви-

валентной схеме, как и пентод, в виде генератора тока. Из малого наклона анодных характеристик вакуумного фотоэлемента (рис. 13-2, а) следует, что его дифференциальное внутреннее сопротивление  $R_i$  составляет несколько мегом при  $U_a \geq 40$  в. Поэтому эквивалентная схема фотоэлемента будет иметь весьма простой вид (рис. 13-3, а), где фотоэлемент заменен эквивалентным генератором тока, отдающим

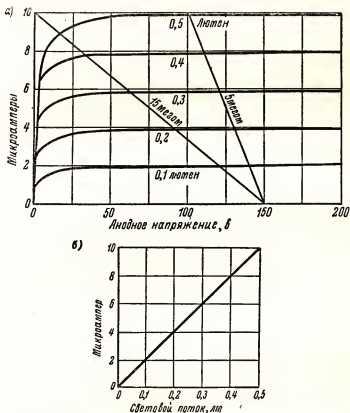


Рис. 13-2. Типовые характеристики вакуумного фотоэлемента (а). Зависимость тока вакуумного фотоэлемента от освещенности (б).

на выходе ток  $i_\phi = \text{const} = mF$  ( $F$  — интенсивность падающего на фотоэлемент светового потока;  $m$  — коэффициент пропорциональности, выражаемый в  $\mu\text{ка}/\text{лм}$ ). Величина  $m$  зависит от конструкции фотоэлемента и характера фотокатода и обычно определяется экспериментально или может быть найдена из наклона реальных анодных характеристик рассматриваемого фотоэлемента.

Небольшой подъем анодных характеристик фотоэлемента, наблюдаемый при повышении анодного напряжения, возникает вследствие эффекта Шоттки, заключающегося в увеличении эмиссии за счет

дополнительного вырывания из катода электронов электрическим полем, создаваемым анодным напряжением. Заметное влияние анодного электрического поля на ток фотоэлемента объясняется двумя причинами. Во-первых, фотоэлемент работает в режиме насыщения, когда отсутствует прикатодный объемный заряд, частично экранирующий катод и защищающий его от непосредственного воздействия

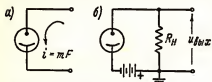


Рис. 13-3. Эквивалентная схема вакуумного фотоэлемента (а). Эквивалентная схема при наличии нагрузочного сопротивления (б).

анодного поля. Во-вторых, благодаря малой работе выхода катода уже относительно небольшая напряженность электрического поля на его поверхности приводит к появлению заметной автоэлектронной эмиссии.

Если последовательно с фотоэлементом включить некоторое нагрузочное сопротивление  $R_n$  (рис. 13-3, б), то при освещении фото-

$$U_\phi = iR_n = -mFR_n. \quad (13-4)$$

При изменении светового потока на некоторую величину  $\Delta F$  возникает соответствующее приращение выходного напряжения, равное

$$\Delta U_\phi = -m\Delta F \cdot R_n.$$

Если, например, интенсивность светового облучения будет изменяться по синусоидальному закону,  $\Delta F$  будет равно разности между максимальной и минимальной интенсивностью светового потока.

При расчете режимов работы вакуумного фотоэлемента нагрузочная прямая в семействе анодных характеристик прибора строится точно таким же образом, как и нагрузочные прямые электронных ламп, что показано на рис. 13-2, а. Для получения линейной зависимости между амплитудой входного сигнала и интенсивностью светового входного сигнала необходимо, чтобы  $R_n$  и  $U_a$  были достаточно велики.

Далее, учитывая что  $U_\phi$  пропорционально  $R_n$  и токи фотоэлемента малы, заключаем, что для получения достаточного напряжения выходного сигнала сопротивление нагрузки должно быть равно нескольким мегамам. Практически сопротивление нагрузки нельзя увеличивать неограниченно, так как после определенного предела оно становится сравнимо с сопротивлением утечки изоляционных материалов, из которых изготовлены соединительная панель и цоколь фотоэлемента, и с поверхностными утечками, особенно в сырой атмосфере. Поскольку сопротивления этих утечек включены параллельно нагрузочному сопротивлению  $R_n$ , последнее не рекомендуется брать более чем 5—20 Мом, даже если приняты все возможные меры по улучшению изоляции конструктивных деталей фотоэлемента.

*Пример.* Вакуумный фотоэлемент, обладающий характеристиками, показанными на рис. 13-2, а, имеет чувствительность 20 мка/лм и работает при освещении лампой накаливания.

Найти величину нагрузочного сопротивления  $R_n$ , если при изменении светового потока на  $\Delta F = 0,2$  лм, изменение выходного сигнала должно быть равно 60 в и напряжение источника питания  $U_{a\text{н}} = 150$  в.

Выше было показано, что  $\Delta U_{\phi} = m \Delta F \cdot R_n$ .

Следовательно,

$$R_n = \frac{\Delta U_{\phi}}{m \cdot \Delta F} = \frac{60}{20 \cdot 10^{-6} \cdot 0,2} = 15 \text{ Мом}.$$

Этот же результат может быть получен графически из кривых, приведенных на рис. 13-2, а.

Нагрузочная прямая, соответствующая заданным условиям, начнется из точки  $U_{a\text{н}} = 150$  в и пойдет влево вверх, пересекаясь с точкой характеристики, соответствующей световому потоку 0,2 лм при  $U_{\phi} = 150 - 60 = 90$  в, что соответствует току 3,95 мка  $\approx 4,0$  мка. Наклон данной нагрузочной прямой определяет сопротивление нагрузки

$$R_n = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{60}{4,0 \cdot 10^{-6}} = 15 \text{ Мом}.$$

В вакуумных фотоэлементах ток фотоэмиссии прямо пропорционален интенсивности светового потока и выходной сигнал стабилен во времени. Эти фотоэлементы практически безынерционны, так как эмиссия электронов происходит через время, не превосходящее  $10^{-9}$  сек. после освещения фотоэлемента. Они также не чувствительны к изменениям напряжения питания при условии, что фотоэлемент работает в режиме насыщения и изменения напряжения не выходят за границы области насыщения. Большинство вакуумных фотоэлементов не могут работать при температурах выше  $52^\circ\text{C}$  (при более высокой температуре может испортиться фотокатод).

### 13-4. Газонаполненные фотоэлементы

Изменения тока в вакуумных фотоэлементах при их освещении малы и обычно не превышают нескольких мка. Однако ток фотоэлемента может быть существенно увеличен, если баллон фотоэлемента будет заполнен каким-либо инертным газом, находящимся под низким давлением (обычно аргоном).

Типовые характеристики газонаполненного фотоэлемента показаны на рис. 13-4. При каждом данном значении интенсивности светового потока и невысоком анодном напряжении ( $U_a = 20 - 40$  в) величина фототока в газонаполненных фотоэлементах имеет такой же порядок, как и в вакуумных фотоэлементах, так как при таких низких значениях анодного напряжения эмиттируемые электроны на пути от катода к аноду приобретают энергию, еще недостаточную для ионизации газа. При дальнейшем же повышении анодного напряжения энергия электронов возрастает и ионизация газового наполнения становится воз-

можной. Возникающие при ионизации электроны и положительные ионы движутся к электродам фотоэлемента и увеличивают его ток. В области ионизации ток фотоэлемента быстро возрастает с увеличением напряжения (рис. 13-4); при этом, во-первых, возрастает количество электронов, приобретающих энергию, достаточную для ионизации,

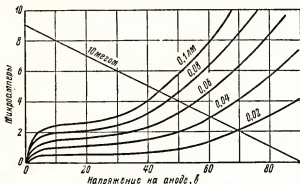


Рис. 13-4. Типовые характеристики газонаполненного фотоэлемента.

и, во-вторых, увеличивается ток вторичной эмиссии фотокатода, бомбардируемого вторичными электронами.

Однако напряжение на аноде газонаполненного фотоэлемента нельзя увеличивать неограниченно. После определенного предела газовый разряд переходит в неуправляемую форму, при возникновении которой

ток увеличивается скачком в десятки и сотни раз и фотоэлемент погибает. Кроме того, возрастание тока в управляемой еще форме газового разряда ведет к чрезмерному увеличению интенсивности ионной бомбардировки, разрушающей сложную и нежную светочувствительность поверхности фотокатода, и срок службы фотоэлемента резко уменьшается.

Обычно анодное напряжение газонаполненных фотоэлементов не превышает 90 в, причем при сильном освещении его значение должно быть еще уменьшено. Увеличение тока газонаполненного фотоэлемента, обусловленное процессами ионизации, имеет порядок 7-10. Эту величину называют коэффициентом газового усиления.

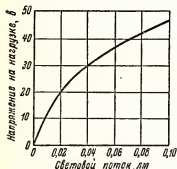


Рис. 13-5. Зависимость выходного напряжения от освещенности газонаполненного фотоэлемента, нагруженного сопротивлением  $R_n = 10 \text{ ком}$ .

Газонаполненные фотоэлементы имеют нелинейную зависимость между выходным током и освещенностью (рис. 13-5). Они непригодны для использования в устройствах, где частота световых сигналов пре-



вышает 2000 *гц*, так как время установления устойчивого состояния ионизационного процесса имеет здесь величину, сравнимую с частотой сигнала, и при более высоких частотах возникают искажения сигналов.

Количественный анализ схем с газонаполненными фотозлементами производится графоаналитическим путем, на основе нагрузочных прямых, построенных в семействе реальных характеристик фотозлемента (рис. 13-4). Такой анализ для случая использования газонаполненного фотозлемента в схеме, размыкающей цепь нагрузки при слабом освещении, дает хорошие результаты.

*Пример.* Напряжение питания схемы с газонаполненным фотозлементам равно  $U_a = 90$  в и сопротивление нагрузки  $R_n = 10$  Мом.

Построить кривую зависимости выходного напряжения от освещенности для фотозлемента, характеристики которого приведены на рис. 13-4. Линия нагрузки, соответствующая  $R_n = 10$  Мом, проходит через точки  $U_a = 90$  в  $i_f = 0$  и  $i_f = \frac{90}{10 \cdot 10^6} = 9$  мка  $U_a = 0$ .

Точки пересечения этой прямой с реальными характеристиками, соответствующими различной освещенности фотозлемента, позволяют определить ток фотозлемента при каждом данном значении освещенности откуда может быть найдено и напряжение на нагрузочном сопротивлении в режимах, соответствующих этим точкам.

Искомая кривая приведена на рис. 13-5.

### 13-5. Фотоэлектронные реле

Фотоэлектронными реле называют устройства, в которых световой сигнал преобразуется в электрический и далее усиливается и передается на полезную нагрузку.

В подобных схемах фотозлемент, выходное сопротивление которого обычно очень велико и имеет порядок нескольких Мом, включается в сеточную цепь электронной лампы, работающей в режиме усиления мощности. В выходную цепь лампового усилителя, сопротивление которого в оптимальном режиме будет во много раз ниже выходного сопротивления фотозлемента, включается полезная нагрузка.

Типовые схемы нескольких фотоэлектронных релейных устройств приведены на рис. 13-6. В этих схемах потенциометр  $p$  служит для установления порогового значения освещенности, при котором реле должно замыкать или размыкать цепь полезной нагрузки. Чувствительность схемы или разность значений интенсивности светового потока, при которых происходит срабатывание реле, зависит от величины сопротивления  $R$  и от коэффициента усиления лампы. Для того чтобы получить хороший коэффициент усиления лампового каскада, применяют высокоомные реле с сопротивлением обмотки порядка 10 ком.

Полярность включения фотозлемента и его источники питания определяются назначением схемы, т.е. зависят от того, должно ли

реле замыкать или размыкать цепь полезной нагрузки при воздействии на фотозлемент света.

*Пример.* В анодную цепь триода с параметрами  $\mu = 20$  и  $R_t = 8000 \text{ ом}$  включено реле, имеющее сопротивление обмотки  $10 \text{ ком}$ . Это реле

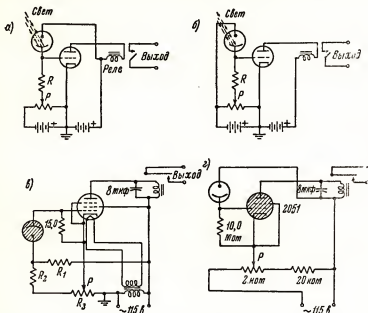


Рис. 13-6. Реле замыкает цепь полезной нагрузки при освещении фотозлемента (а). Реле размыкает цепь полезной нагрузки при освещении фотозлемента (б). Схема фотоэлектронного реле с газонаполненным фотозлементам, питаемая переменным током (в). Схема фотоэлектронного реле, питаемого переменным током, в которой использован тиратрон (г).

притягивает движущийся контакт реле при токе  $4 \text{ ма}$  и отпускает его при токе  $2,4 \text{ ма}$ .

Определить величину сопротивления нагрузки вакуумного фотозлемента, включенного в сеточную цепь лампы, если чувствительность фотозлемента равна  $20 \text{ мка/лм}$ , а изменение светового потока составляет  $0,05 \text{ лм}$ . Характеристики триода можно считать линейными.

Из обычной эквивалентной схемы триодного усилителя следует

$$\Delta I_a = \frac{\mu \Delta U_c}{R_t + R},$$

где  $R$  — сопротивление реле, равное  $10 \text{ ком}$ .

Изменение анодного тока в данном случае составляет

$$\Delta I_a = 4,0 - 2,4 = 1,6 \text{ ма}.$$

Следовательно, изменение входного сеточного напряжения, необходимое для указанного выше изменения анодного тока усилительной лампы, должно быть равно

$$\Delta U_c = \frac{\Delta I_a (R_l + R)}{\mu} = \frac{1,6 \cdot 10^{-3} \cdot 18000}{20} = 1,44 \text{ в.}$$

Величина нагрузочного сопротивления  $R_n$  фотоэлемента, на которой будет выделено требуемое напряжение при изменении светового потока на  $\Delta F = 0,05 \text{ лм}$ , может быть найдено из уравнения

$$\Delta U_\phi = 1,44 \text{ в} = m \Delta F R_n = 20 \cdot 10^{-6} \cdot 0,05 \cdot R_n.$$

Откуда

$$R_n = \frac{1,44}{10^{-6}} = 1,44 \text{ ком.}$$

На рис. 13-6, *в* показана схема фотоэлектронного устройства, в которой имеется чувствительное реле, газонаполненный фотоэлемент и пентодный усилитель, питаемый переменным током. Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  служат для ограничения напряжения на аноде фотоэлемента, которое не должно превышать 90 в. По сопротивлению  $R_3$  устанавливают требуемое пороговое значение освещенности, при котором должно срабатывать реле. Питающее переменное напряжение выпрямляется в анодной цепи усилительной лампы, которая будет находиться в проводящем состоянии только в течение положительного полупериода переменного напряжения. Конденсатор, шунтирующий обмотку реле, фильтрует пульсацию выпрямленного тока и предотвращает тем самым вибрацию якоря реле.

В схеме, приведенной на рис. 13-6, *г*, используется тиратрон (см. главу 15), дающий при работе в релейном режиме значительно больший выходной ток, чем большинство вакуумных ламп. Потенциометр  $p$  позволяет регулировать пороговое значение освещенности, при котором срабатывает реле. Конденсатор, шунтирующий обмотку реле, так же как и в предыдущей схеме, предназначен для фильтрации переменной составляющей выпрямленного тока, питающего реле.

### 13-6. Измерительные схемы с фотоэлементами

Если при помощи фотоэлемента необходимо измерить изменения светового потока, можно было бы использовать схемы, показанные на рис. 13-6, *а* или 13-6, *б*, в которых реле должно быть заменено миллиамперметром, регистрирующим анодный ток лампы. Однако вследствие нелинейности градуировки и недостаточной стабильности подобные схемы обычно не применяются.

В большинстве измерительных светотехнических приборов, таких как спектрофотометры, нефелометры (приборы для измерения уменьшения интенсивности светового потока, проходящего через мутную жидкость), обычно используются фотоэлементы с усилителями постоянного тока, подобными описанным в главе 8.

На рис. 13-7, а показана усилительная схема, в которую для обеспечения возможности балансировки схемы, т.е. установки на нуль индикаторного прибора  $M$  при отсутствии светового сигнала, введено дополнительное переменное сопротивление  $R_m$ . Усилительный триод в схеме может работать на линейном участке характеристики, что обеспечивает достаточную линейность зависимости выходного напряжения

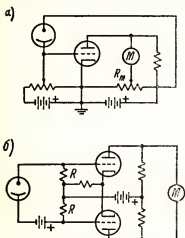


Рис. 13-7. Схема с компенсацией нулевого тока (а). Дифференциальный усилитель с фотоэлементом на входе (б).

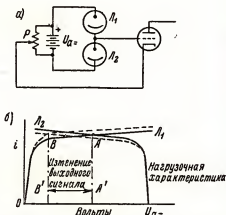


Рис. 13-8. Высокочувствительная фотоэлектронная схема (а). Диаграмма напряжений и токов, иллюстрирующая принцип действия данной схемы (б).

лампы от интенсивности входного светового сигнала. Однако показания выходного прибора будут зависеть здесь от величины питающих напряжений, поэтому необходимо использовать стабилизированный источник питания.

Дифференциальный усилитель, схема которого показана на рис. 13-7, б, позволяет в значительной степени устранить эту трудность, но требует применения достаточно идентичных ламп.

В обоих случаях чувствительность схемы и интервал изменения интенсивности измеряемых световых потоков зависят от величины сопротивления  $R$ , которое является нагрузкой фотоэлемента.

Схема широко распространенного фотоизмерительного устройства, обладающего высокой чувствительностью к изменениям светового потока, приведена на рис. 13-8, а. Второй фотоэлемент в этой схеме, включенный в цепь дополнительной батареи последовательно с первым, играет роль сопротивления нагрузки  $R$ . Входной световой сигнал подается на фотоэлементы  $L_1$  и  $L_2$  таким образом, что при увеличении освещенности одного из них освещенность другого уменьшается. При этом сопротивление постоянному току первого — освещенного — фотоэлемента сильно уменьшается, а сопротивление второго возрастает и

происходит резкое перераспределение напряжения дополнительной батареи между ними.

Для того чтобы более подробно пояснить, как работает эта схема, рассмотрим изменения в области насыщения сопротивления фотоэлемента постоянному току в зависимости от анодного напряжения.

Выше уже говорилось, что анодный ток вакуумного фотоэлемента в области насыщения очень слабо возрастает с увеличением напряжения. Так, например, в фотоэлементе, характеристики которого приведены на рис. 13-2, а, при освещенности 0,4 лм анодный ток при напряжении 200 в равен 7,97 мка и при понижении напряжения до 50 в уменьшается всего до 7,83 ма.

Сопротивление фотоэлемента постоянному току равно частному от деления постоянного напряжения фотоэлемента на его ток и в первой точке будет равно

$$R_1 = \frac{U_{a1}}{I_{a1}} = \frac{200}{7,97 \cdot 10^{-6}} = 25,1 \text{ Мом},$$

а во второй точке

$$R_2 = \frac{U_{a2}}{I_{a2}} = \frac{50}{7,83 \cdot 10^{-6}} = 6,4 \text{ Мом}.$$

Таким образом, при изменении тока фотоэлемента всего на  $(7,97 - 7,83) = 0,14 \text{ мка}$ , т.е. меньше, чем на 2%, сопротивление фотоэлемента постоянному току изменится почти в четыре раза.

Обратимся теперь к анализу характеристик фотоэлементов  $L_1$  и  $L_2$ , включенных в рассматриваемую схему (рис. 13-6, б). Характеристики фотоэлемента  $L_2$ , играющего роль нагрузочного сопротивления, вычерчены на этом рисунке в зеркально отраженном виде по отношению к характеристикам основного фотоэлемента  $L_1$ .

Пусть в некоторый исходный момент времени сопротивления обоих фотоэлементов постоянному току будут равны. Тогда напряжение батареи  $U_a$  разделится между ними поровну. Этому режиму соответствуют характеристики, показанные на рис. 13-6, б сплошными линиями, которые пересекаются в точке А. Токи обоих фотоэлементов в данном режиме будут равны, так же как и в любом ином режиме, так как фотоэлементы включены последовательно. Проекция точки пересечения характеристик фотоэлементов в исходном режиме (точка А) на ось абсцисс определяет распределение напряжения батареи  $U_a$  на фотоэлементах, причем напряжение  $U_{a1}$  на фотоэлементе  $L_1$  соответствует отрезку  $OA'$ , а напряжение на фотоэлементе  $L_2$  ( $U_{a2}$ ) равно разности  $U_a - U_{a1}$ .

Пусть теперь освещенность фотоэлемента  $L_1$  немного увеличится, а освещенность фотоэлемента  $L_2$  несколько уменьшится и характеристики их при данных условиях примут вид, показанный на рис. 13-6, б пунктирными линиями.

Точки последовательно включенных фотоэлементов при любых условиях должны быть равны. Новый режим работы фотоэлементов определяется точкой пересечения пунктирных линий, т.е. точкой В.

Проекция данной точки на ось абсцисс (точка  $B'$ ) показывает, что теперь распределение напряжений батареи между фотозлементами  $L_1$  и  $L_2$  резко изменилось.

Таким образом, небольшое дифференциальное изменение освещенности фотозлементов приводит к значительному изменению выходного напряжения, которое меняется на величину, соответствующую отрезку  $A'B'$ . Это изменение напряжения может быть велико даже и при очень малом изменении освещенности, что и определяет высокую чувствительность схемы.

Выходное напряжение схемы относительно мало зависит от абсолютного значения освещенности, если фотозлемента  $L_1$  и  $L_2$  сбалансированы в исходном режиме. Начальная балансировка схемы производится с помощью потенциометра  $P$ .

### 13-7. Использование модулированного света

Для того чтобы избежать необходимости применения усилителя постоянного тока, часто используют различные системы модуляции света, что позволяет получать выходной сигнал фотозлемента в виде сигнала переменного тока, усиление которого не представляет трудностей.

Модулированный свет используется также в системах, где необходимо исключить возможность случайного срабатывания выходного устройства при освещении фотозлемента каким-либо посторонним источником света. Кроме того, например, модулированный свет является источником возбуждения фотозлемента в канале звукового сопровождения современных кинофильмов.

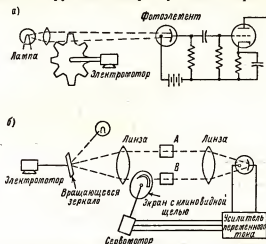
На рис. 13-9, *а* показан вращающийся прерыватель, позволяющий подавать выходной сигнал фотозлемента непосредственно на усилитель переменного тока с  $RC$ -связями. Величина переменной составляющей сигнала здесь зависит от разности воздействующего на фотозлемент светового потока в моменты, когда луч света перекрыт зубцом диска и когда свет свободно проходит через пазы между зубцами. Точка покоя фотозлемента устанавливается в среднем значении освещенности, получаемом при вращении прерывателя. Частота сигнала на выходе усилителя зависит от числа зубцов, пересекающих луч в единицу времени.

Для модуляции выходного сигнала фотозлемента могут применяться и другие устройства, например, механические прерыватели, описанные в главе 8.

Другая система с модулированным светом, предназначенная для сравнения степени прозрачности исследуемого образца  $A$  и стандартного образца  $B$ , показана на рис. 13-9, *б*. Вращающееся зеркало попеременно направляет луч света на образцы  $A$  и  $B$ . Когда интенсивность света, проходящего через эти образцы, одинакова, сигнал на выходе усилителя равен нулю. Если один из образцов пропускает больше света, чем другой, то на выходе усилителя появляется сигнал переменного напряжения, амплитуда которого пропорциональна разности прозрачностей образцов, а частота определяется скоростью вращения зеркала.

Фаза этого сигнала зависит от того, какой из образцов обладает большей прозрачностью.

Усилитель переменного тока преобразует амплитуду и фазу выходного сигнала в напряжение, используемое для управления балансирующим двигателем, который перемещает с определенной скоростью в нужном направлении круглый или клиновидный экран с клиновидной



Ри. 13-9. Прерыватель для модуляции светового луча (а). Система с вращающимся зеркалом для сравнения прозрачности образцов А и В (б).

щелью. Этим уменьшается или увеличивается световой поток, проходящий через эталонный образец.

Изменение светового потока производится до тех пор, пока не будет достигнуто равенство между световыми потоками, выходящими из обоих образцов. На выходе усилителя сигнал становится равен нулю, и вращение двигателя прекращается. Эта система является одним из видов самобалансирующихся устройств, поэтому здесь могут быть использованы и газонаполненные фотоэлементы, несмотря на нелинейность их характеристик, поскольку они служат только для индикации разбалансировки системы.

В системах с модуляцией света, и в частности в системах воспроизведения сигнала звуковой частоты в киноустановках, цепь выхода фотоэлемента и входа усилителя имеет вид, показанный на рис. 13-10, а, где  $C$  — сумма междуэлектродной емкости фотоэлемента и входной емкости усилителя. Эта входная схема может рассматриваться вместе с обычным усилителем с реостатно-емкостной связью.

Если точка покоя фотоэлемента установлена в среднем значении освещенности  $F_0$  и модуляция светового сигнала происходит по синусоидальному закону, мгновенные значения интенсивности светового потока будут равны:

$$F = F_0 + F_1 \sin \omega t.$$

Выходной ток фотоэлемента в этом случае

$$i = m (F_0 + F_1 \sin \omega t).$$

На усилитель воздействует только переменная составляющая сигнала, выделяющаяся на параллельной цепочке, состоящей из сопротивления

$R$  и емкости  $C$ . Среднеквадратичное значение переменной составляющей сигнала будет

$$U_{эфф} = \frac{mF_1}{\sqrt{2}} \left( \frac{jR/\omega C}{R - j/\omega C} \right),$$

или в другом виде

$$U_{эфф} = \frac{mF_1 R}{\sqrt{2} \sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2}} e^{-j \arctg \omega RC},$$

где

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{CR}.$$

Кривые изменения относительного значения выходного напряжения в функции относительной частоты  $\omega/\omega_0$  приведены на рис. 13-10, б. При  $\omega \ll \omega_0$  выходное напряжение фотоэлемента постоянно и равно  $U_{эфф} = mF_1 R/\sqrt{2}$ . Поскольку емкость  $C$  может достигать 100 пкф,  $\omega_0$  не может быть больше нескольких килогерц; иначе для уменьшения частотных искажений, возникающих при этих условиях, сопротивление  $R$  нужно очень сильно уменьшить по сравнению с обычным значением сопротивления нагрузки фотоэлемента, что приведет к резкому уменьшению усиления схемы.

Газонаполненные фотоэлементы обычно используются в подобных схемах при частотах, не превышающих 2 кГц. На более высоких частотах начинает сказываться инерционность этих приборов, обусловленная относительно большой длительностью процессов деионизации, и на высокочастотном участке частотной характеристики появляется явно выраженный спад. Последний может быть несколько скомпенсирован соответствующими  $RC$ -цепями, что позволяет использовать газонаполненные фотоэлементы в звуковом кино. При этом на них подается малый световой сигнал и работа происходит на пологом участке характеристики.

### 13-8. Вторичноэлектронные умножители

Как уже говорилось выше, ток, эмиттируемый катодом фотоэлемента, очень мал, особенно при слабой освещенности. Этот ток может быть непосредственно усилен в электронных приборах, называемых вто-

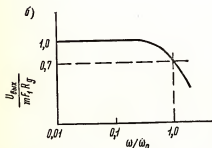
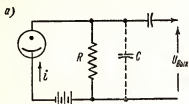


Рис. 13-10. Выходная цепь фотоэлектронного усилителя, предназначенная для передачи переменной составляющей светового сигнала в последующие цепи (а). Частотная характеристика фотоэлектронного усилителя  $M$  (б).



ричноэлектронными умножителями, работа которых основана на использовании явления вторичной эмиссии.

Электроны, эмиттируемые фотокатодом  $K$  при воздействии света, направляются к положительному электроду  $D_1$  (диноду), как показано на рис. 13-11. Эти электроны бомбардируют специально обработанную поверхность электрода  $D_1$ , которая имеет коэффициент вторичной

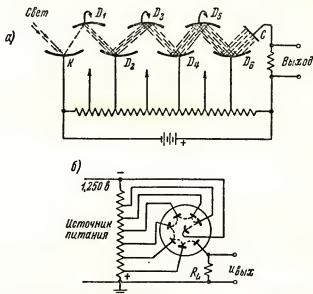


Рис. 13-11. Вторичноэлектронный умножитель с электродами, фокусирующими электронный поток (а). Схема включения вторичноэлектронного умножителя (б).

эмиссии  $\delta$  больше единицы. Таким образом, в среднем  $\delta$  электронов вылетает с поверхности динода  $D_1$  при попадании на нее каждого электрона, вышедшего из фотокатода. Вторичные электроны, в свою очередь, притягиваются следующим положительно заряженным динодом  $D_2$ ; напряжение динода  $D_2$  выше напряжения электрода  $D_1$ . Второй динод также может иметь специально обработанную поверхность, коэффициент вторичной эмиссии которой будет  $\delta$ . Поэтому с поверхности  $D_2$  выйдет уже  $\delta^2$  электронов на каждый электрон, эмиттируемый фотокатодом.

Если в электронном умножителе имеется  $n$  динодов, процесс усиления электронного тока повторится  $n$  раз и электронный ток, эмиттируемый фотокатодом, будет усилен в  $\delta^n$  раз.

Практически коэффициент вторичной эмиссии  $\delta$  может быть равен 5—10. Следовательно, при использовании фотоумножителя с девятью динодами первичный фототок может быть усилен в несколько миллионов раз.

Во вторичноэлектронном умножителе (рис. 13-11, а) диноды имеют форму собирающего электронного зеркала, которое фокусирует электронный поток и направляет его точно на следующий динод; потеря электронов по пути от динода к диноду нежелательна. Это уменьшает общий коэффициент усиления вторичноэлектронного умножителя, вызывает появление дополнительных шумов и может привести к иска-

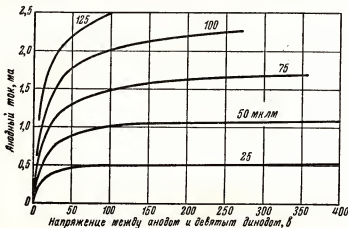


Рис. 13-12. Типовые характеристики вторичноэлектронного умножителя (разность напряжений между диодами равна 100 в).

жениям входного сигнала и иным нарушениям нормальной работы прибора. Фокусировка электронного потока может быть осуществлена как электрическим, так и магнитным полем, а также и их сочетанием. Однако во вторичноэлектронных умножителях обычно применяется электростатическая фокусировка, при использовании которой подобные приборы имеют более простую конструкцию.

Величина коэффициента усиления фотоумножителя ограничивается шумами и случайными флуктуациями выходного тока. При весьма низкой интенсивности света и очень малых токах квантовая природа фотоэмиссии определяет наличие малых пульсаций в выходе электронов с фотокатода. Небольшие случайные изменения количества вторичных электронов, выходящих с каждого из динодов, также увеличивают уровень шумов на выходе прибора.

На основании обычных статистических закономерностей можно показать, что каждая ступень умножения увеличивает уровень шумов на выходе вторичноэлектронного умножителя пропорционально коэффициенту  $\frac{\sqrt{\delta-1}}{\delta}$ , который мал при достаточно большом  $\delta$ , например, при  $\delta = 9-10$ . В этом случае флуктуационные токи и уровень шумов будут малы по сравнению с величиной основного тока.

Имеются еще два фактора, ограничивающие коэффициент усиления вторичноэлектронного умножителя. Первый из них обусловлен нали-

нием во внутреннем объеме лампы положительных ионов остаточного газа, имеющегося в колбе вследствие несовершенства вакуума. Положительные ионы искажают междueleктродные электрические поля в умножителе и вызывают рассеяние направленных электронных потоков. Второй ограничивающий фактор связан с термоэлектронной эмиссией динодов. Вследствие того, что поверхность динодов имеет малую работу выхода, термоионная эмиссия их может оказаться значительной даже при комнатной температуре.

Характеристики фотоумножителя зависят от напряжения на динодах и, особенно сильно, от разности потенциалов между последним динодом и коллектором (анодом). Разность напряжений между соседними динодами обычно 75—100 в, что позволяет получить удовлетворительную чувствительность при сравнительно невысоких напряжениях источника питания. Влияние напряжения между последним динодом и анодом на ток вторичноэлектронного умножителя иллюстрируют кривые, приведенные на рис. 13-12. Сравнение этих кривых с характеристиками фотоэлемента (рис. 13-2, а) показывает, что умножитель отдает выходной ток в несколько миллиампер при освещенности в микролюмен, в то время как обычные фотоэлементы имеют ток, измеряемый микроамперами при освещенности в несколько люмен.

### 13-9. Фотоэлементы с запорным слоем

Характерной особенностью фотоэлементов с запорным слоем является возникновение на зажимах фотоэлемента при его освещении некоторой з.д.с.

Селеновые и меднозакисные фотоэлементы с запорным слоем устроены следующим образом: на металлическое основание наносится слой полупроводникового вещества, наружную поверхность которого обычно покрывают пленкой проводящего лака; выводами фотоэлемента являются металлическое основание и пружинное кольцо, контактирующее со светочувствительным полупроводниковым слоем, покрытым проводящим лаком (рис. 13-13).

При воздействии на слой полупроводника света часть электронов приобретает энергию, достаточную для перехода запрещенной зоны, и по внешнему участку электрической цепи они стекают к металлическому основанию фотоэлемента. Эти электроны и составляют фототок, текущий во внешней цепи в течение всего времени, пока продолжается освещение фотоэлемента.

Напряжение, возникающее при освещении на зажимах фотоэлемента с запорным слоем, составляет несколько сотен милливольт; при ярком освещении это напряжение является нелинейной функцией светового потока. Внутреннее сопротивление фотоэлемента с запорным слоем

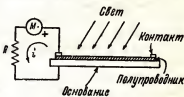


Рис. 13-13. Конструкция фотоэлемента с запорным слоем.

мало, благодаря чему при освещении его солнечным светом можно получить ток в несколько миллиампер.

Установлено, что при коротком замыкании зажимов подобного фотозлемента его ток будет почти линейно зависеть от величины светового потока (рис. 13-14). В данном случае фототок будет пропорционален числу фотонов, воздействующих на светочувствительный слой, что и следует ожидать согласно теории фотопроводимости полупроводников.

Если в качестве нагрузки фотозлемента с запорным слоем использовать микроамперметр с малым внутренним сопротивлением, отклонение его стрелки будет примерно пропорционально падающему на фотозлемент световому потоку и шкала прибора может быть отградуирована в единицах освещенности. Эта закономерность используется в фотоэкспонетрах.

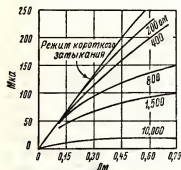


Рис. 13-14. Кривые зависимости тока фотозлемента с запорным слоем от светового потока при различных значениях сопротивления нагрузки (площадь светочувствительной поверхности  $7 \text{ см}^2$ ).

Фотозлемента с запорным слоем чувствительны к повышению температуры, и селеновый фотозлемент может быть поврежден, если он будет нагрет более чем до  $55^\circ\text{C}$ . Однако при изменении температуры изменяются одновременно э.д.с., возникающая на зажимах фотозлемента, и его внутреннее сопротивление. Эти изменения направлены таким образом, что в условиях, близких к режиму короткого замыкания, ток в полезной нагрузке фотозлемента почти не зависит от температуры.

Фотозлемента с запорным слоем чувствительны к повышению температуры, и селеновый фотозлемент может быть поврежден, если он будет нагрет более чем до  $55^\circ\text{C}$ . Однако при изменении температуры изменяются одновременно э.д.с., возникающая на зажимах фотозлемента, и его внутреннее сопротивление. Эти изменения направлены таким образом, что в условиях, близких к режиму короткого замыкания, ток в полезной нагрузке фотозлемента почти не зависит от температуры.

Так как фотозлемента с запорным слоем дают весьма малую э.д.с., непосредственное усиление их выходных сигналов с помощью электронного усилителя затруднительно и потому здесь обычно применяются усилители с вибропреобразователями. При использовании модулированного света частота модуляции должна быть невелика, так как в фотозлемента с запорным слоем имеется значительная емкость между полупроводниковым слоем и основанием. Эта емкость столь велика, что выходной сигнал снижается вдвое при частоте модуляции равной всего 60 гц.

Фотозлемента с запорным слоем могут включаться параллельно, что позволяет увеличить общую рабочую площадь светочувствительного

устройства, а следовательно, и его выходной ток. Возможно и последовательное включение таких фотоэлементов, благодаря чему возрастает выходное напряжение и могут быть использованы достаточно высокоомные нагрузки.

### 13-10. Полупроводниковые фотодиоды и фототриоды (фототранзисторы)

В современных светочувствительных полупроводниковых приборах — фотоэлементах, фотосопротивлениях и т.д. — широко используются германий и кремний. Наибольший интерес из германиевых и кремниевых приборов этого типа представляют фототранзисторы, конструкция которых подобна конструкции точечных и плоскостных полупроводниковых диодов и триодов.

В фототранзисторах лучистая энергия, поглощенная электроном полупроводникового вещества, вызывает переход этого электрона из заполненной зоны в зону проводимости. В заполненной зоне остается дырка, которая может мигрировать по объему полупроводника, что было показано в главе 12. Как электрон, так и дырка могут участвовать в фототоке.

Фототранзисторы точечного и плоскостного типов, показанные на рис. 13-15, *а* и *б*, работают при обратном напряжении, когда положительное напряжение приложено к коллектору, а отрицательное — к полупроводниковому электроду, имеющему дырочную проводимость. Свет, попадающий в область полупроводникового перехода, освобождает токоносители, как было указано выше, и они диффундируют к электродам фототранзистора, в результате чего в нем и возникает фототок. Дырочный объемный заряд, образующийся при этом вблизи коллектора, способствует увеличению электронного тока.

Теория показывает, что при наличии  $P-N$ -перехода возможно образование более чем одной электронно-дырочной пары на каждый квант поглощенной световой энергии. При использовании в фототранзисторах  $N-P-N$ -перехода (рис. 13-15, *в*) можно получить до 100 электронно-дырочных пар на 1 квант световой энергии. Следовательно, можно считать, что в фототранзисторе происходит усиление фототока.

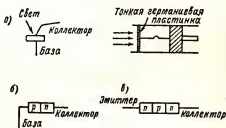


Рис. 13-15. Фототранзисторы различных типов: *а* — точечный фотодиод; *б* — плоскостной фотодиод; *в* — плоскостной фототриод с  $N-P-N$ -переходом.

Вследствие наличия в полупроводнике примесных атомов, некоторое количество электронов находится в зоне проводимости даже при комнатной температуре. Данные электроны вызывают протекание темнового тока величиной в несколько микроампер. Так как этот ток мал, он не служит препятствием для использования подобных полупроводниковых триодов в качестве светочувствительных элементов.

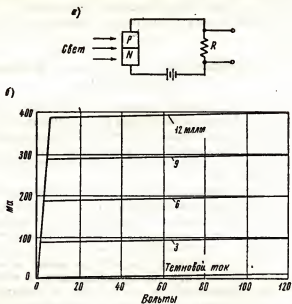


Рис. 13-16. Схема с плоскостным фотодиодом (а). Идеализированные характеристики фототранзистора (б).

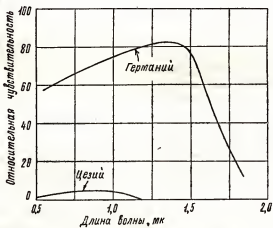


Рис. 13-17. Спектральная чувствительность германиевого и цезиевого фотоэлементов.

Типовые характеристики полупроводникового фототранзистора приведены на рис. 13-16. На этом рисунке приведена также характеристика, соответствующая темновому току, текущему через фототранзистор при отсутствии освещения.

Германий и некоторые другие полупроводники обладают высокой чувствительностью в области инфракрасных волн, превышающей чувствительность обычных фотоэлементов. Работа выхода широко используемого цезиевого фотокатода составляет около 1 эв, в то время как ширина запрещенной зоны у германия равна 0,72 эв.

Следовательно, минимальное пороговое значение энергии кванта, достаточной для возникновения фототока в германиевом фототранзисторе, будет в 0,72:1 раз меньше, чем для цезиевой светочувствительной поверхности. Пороговая длина волны светового излучения равна для германия:

$$\lambda_0 = \frac{hc}{eU} = \frac{6,55 \cdot 10^{-84} \cdot 3,10^8}{1,60 \cdot 10^{-19} \cdot 0,72} = 1,75 \text{ мк}.$$

Эта длина волны соответствует инфракрасному излучению, что непосредственно видно из характеристик спектральной чувствительности германия, приведенных на рис. 13-17.

### 13-11. Усилители яркости изображения

Дальнейшим развитием светочувствительных полупроводниковых приборов являются усилители яркости изображения, в которых проектируемое на входной экран изображение малой освещенности усиливается и воспроизводится на втором—выходном—экране в виде аналогичного, но значительно более яркого изображения. Эти приборы принципиально отличаются от электронно-оптических преобразователей изображения и трубок для видения в темноте тем, что усиление световых колебаний здесь не связано с преобразованием частоты световых колебаний инфракрасной, ультрафиолетовой или рентгеновской области спектра в частоты видимого света.

В обычном электронном оптическом преобразователе (рис. 13-18, а) в качестве входного экрана используется фотокатод, на одну сторону которого при помощи пучка инфракрасных (или же ультрафиолетовых, либо рентгеновских) лучей проектируется «невидимое» изображение. При этом с другой стороны фотокатода происходит эмиссия электронов. Эмиттируемые электроны фокусируются электростатическим полем и направляются на второй—выходной—экран, светящийся при падении на него электронов, где и воспроизводится видимое усиленное изображение.

В усилителе яркости изображения, схематически показанном на рис. 13-18, б, используется композиция из нескольких слоев специальных полупроводниковых материалов; расположенных между двумя стеклянными пластинками; на последние нанесены прозрачные проводящие подложки. Слой электролюминисцентного фосфора, играющий роль выходного экрана, способен светиться при воздействии некоторой

разности потенциалов. Непосредственно на фосфор нанесен слой светочувствительного полупроводникового вещества с очень малым значением темнового тока, играющий роль фотосопротивления.

Вторая (не контактирующая с люминисцентным экраном) поверхность светочувствительного полупроводникового слоя используется как входной экран, на который проектируется усиливаемое изображение.

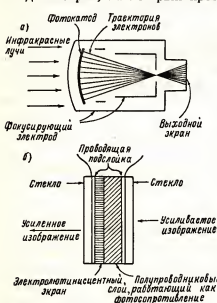


Рис. 13-18. Обычный электронно-оптический преобразователь (а). Усилитель яркости изображения (б).

Напряжение питания приложено к расположенным на стекле проводящим подслыкам. При отсутствии освещения это напряжение в основном падает на слой полупроводника, сопротивление которого очень велико.

Когда на входной экран устройства проектируется усиливаемое изображение, в каждой точке светочувствительного полупроводникового слоя происходит уменьшение сопротивления, пропорциональное освещенности данной точки. Вместе с этим изменяется и распределение напряжения на поверхности полупроводникового слоя, обращенной к электролюминисцентному выходному экрану, а следовательно и распределение напряжения на последнем, и электролюминисцентный экран начинает светиться. Интенсивность свечения каждой точки экрана будет прямо пропорциональна величине электрического поля в данной точке, а следовательно, и яркости соответствующего участка спроектированного на фотосопротивлении изображения.

Подробные устройства, позволяющие получить усиление яркости изображения в 20 и более раз, в настоящее время уже выпускаются промышленностью.

### 13-12. Солнечные батареи

За последние годы широкое развитие получили полупроводниковые солнечные батареи, которые при облучении их солнечным светом генерируют электрическую энергию, достаточную для питания радиоприемников, усилителей радиорелейных линий, радиооборудования искусственных спутников и иной радиоэлектронной аппаратуры.

В качестве материала для солнечных батарей могут быть использованы различные чистые полупроводники, например, кремний, германий, селен, и полупроводниковые интерметаллические соединения  $AlSb$ ,  $InP$ ,  $GaAs$ ,  $CdTe$  и др.



Солнечные батареи состоят из отдельных элементов, допускающих параллельное и последовательное соединения.

Устройство кремниевого элемента солнечной батареи показано на рис. 13-19. Основной ею частью является тонкая прямоугольная пластинка кремния  $n$ -типа, на поверхности которой при диффузии бора образуется слой  $p$ -кремния.

После окончания процесса диффузии  $p$ -слой удаляется травлением с большей части верхней поверхности пластинки; на открытом для сол-

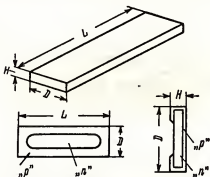


Рис. 13-19. Устройство элемента кремниевой солнечной батареи.

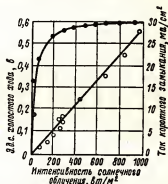


Рис. 13-20. Зависимость э.д.с. и тока короткого замыкания кремниевого элемента от интенсивности солнечного облучения.

нечного облучения  $p$ — $n$ -переходе под воздействием света возникает электродвижущая сила.

При интенсивном солнечном облучении э.д.с. разомкнутого кремниевого элемента равна 0,50—0,55 в и ток в режиме короткого замыкания достигает 30  $\text{мА/см}^2$  рабочей поверхности элемента (рис. 13-20).

При оптимальном сопротивлении полезной нагрузки к.п.д. выпускаемых в настоящее время кремниевых солнечных элементов 8—12% (что в 1,5 раза лучше к.п.д. паровозов), а в отдельных лабораторных образцах достигает 14%; максимальное теоретическое значение этой величины

$$\eta_{\text{max теор}} = 21,7\%.$$

Учитывая, что мощность интенсивного солнечного облучения 1000  $\text{Вт/м}^2$  земной поверхности, получаем, что кремниевые солнечные батареи при естественном солнечном облучении могут отдать около 100  $\text{Вт}$  электрической энергии. Если применить искусственную концентрацию солнечной энергии, удельную мощность кремниевых солнечных батарей можно увеличить до 350  $\text{Вт/м}^2$ , а используя, кроме того, охлаждение кремниевых элементов — до 500  $\text{Вт/м}^2$ .

Использованию солнечных батарей в качестве источников электроэнергии большой мощности препятствует пока высокая стоимость сверхчистого кремния, необходимого для изготовления элементов.

Одним из возможных путей развития мощных солнечных батарей является замена дорогостоящего кремния иными полупроводниковыми материалами, из которых наиболее перспективными считаются мышьяковистый галлий (GaAs), селен (Se) и сурьмянистый алюминий (AlSb), рис. 13-21.

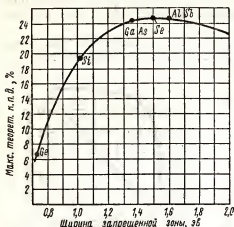


Рис. 13-21. Максимальное теоретическое значение к.п.д. солнечных батарей из различных полупроводниковых материалов.

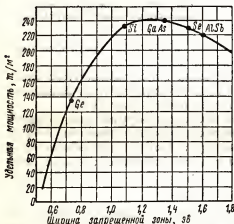


Рис. 13-22. Максимальная теоретическая удельная мощность солнечных батарей из различных материалов при естественном солнечном освещении.

Максимальное теоретическое значение к.п.д. и удельной мощности (рис. 13-22) для этих материалов несколько выше, чем для кремния, а предполагаемая стоимость их, при промышленном освоении, будет значительно ниже.

Первые образцы селеновых солнечных батарей, выпуск которых начат в начале 1958 г., при несколько худших технических данных имеют во много раз меньшую стоимость, чем кремниевые, а лабораторные образцы солнечных батарей из мышьяковистого галлия, разработанные в конце 1959 г., имеют лучшие технические данные.

Интересной разновидностью солнечных батарей являются солнечные термогенераторы, в которых при разогреве солнечным излучением возникает термо-э.д.с.

Применяя искусственную концентрацию солнечной энергии и используя высокотемпературные кремниевые материалы, можно получить от солнечного термогенератора мощность до нескольких киловатт.

Получению большей мощности солнечной термобатареи препятствует только громкость и высокая стоимость устройства, необходимого для концентрации солнечного излучения, так как

генераторы на топливном подогреве отдают мощность до 500 кет.

Наиболее перспективными являются многокаскадные термогенераторы, к.п.д. которых доходит до 35%. В последовательных каскадах подобного генератора используются различные материалы, рабочая

температура которых возрастает по мере приближения ко входному каскаду, разогреваемому энергией солнечного излучения.

Тепловая энергия «холодных» концов одного каскада используется для разогрева электродов предыдущего каскада, что позволяет получить общий к.п.д. системы, превышающий к.п.д. каждого из каскадов в отдельности.

## Задачи

**13-1.** Построить кривые зависимости тока для газонаполненного фотоэлемента, характеристики которого приведены на рис. 13-4, от освещенности при сопротивлении нагрузки в 1; 7,5 и 15 *Мом* и  $U_a = 90$  в.

**13-2.** Вакуумный фотоэлемент имеет чувствительность 16 *мкА/лм*. Для получения тока срабатывания реле, включенного по схеме, показанной на рис. 13-6, а, на сетку триода нужно подать сигнал, равный +7 в.

Определить величину изменения светового потока, необходимого для срабатывания реле, если  $R = 4$  *Мом*.

**13-3.** Два вакуумных фотоэлемента имеют идентичные характеристики, но один из них имеет фотокатод из материала *S* — 1, а другой — из материала *S* — 3 (см. рис. 13-1).

Определить отношение токов этих фотоэлементов при освещении их лампой накаливания с вольфрамовой нитью, нагретой до температуры 2870°К.

**13-4.** Лампа мощностью в 32 свечи (точечный источник) расположена на расстоянии 1,8 м от фотоэлемента, имеющего площадь фотокатода 10 *см*<sup>2</sup> и чувствительность 20 *мкА/лм*.

Рассчитать длину фокусного расстояния линзы диаметром 3,8 *см*, которая располагается между источником света и фотоэлементом, если от последнего необходимо получить выходной сигнал в 40 в при нагрузочном сопротивлении 12 *Мом*.

**13-5.** Световой поток, падающий на вакуумный фотоэлемент, характеристики которого приведены на рис. 13-2, а, изменяется от 0,12 до 0,27 *лм*.

Определить изменение выходного сигнала на нагрузке 2 *Мом* при  $U_a = 150$  в.

**13-6.** В схеме (рис. 13-6, б), используемой для управления освещением классной комнаты, применены вакуумный фотоэлемент, соответствующий условиям предыдущей задачи, и усилительный триод 6С2С, имеющий  $R_1 = 8000$  *ом*,  $\mu = 20$ . При полном освещении фотоэлемента напряжение смещения равно —2 в и анодный ток равен 5,5 *ма*.

Считая, что триод работает в линейной области характеристик, найти значения освещенности, при которых реле будет включаться и выключаться, если  $R = 10$  *Мом*, сопротивление обмотки реле равно 7500 *ом*, ток срабатывания реле составляет 4 *ма*, а ток отпускания подвижного контакта реле — 2,3 *ма*.

**13-7.** Точечная лампа мощностью в 32 свечи используется как источник света для газонаполненного фотоэлемента, соответствующего условиям задачи 13-1. Сопротивление нагрузки равно 8 *Мом* и напряжение питания 90 в. Площадь фотокатода данного фотоэлемента равна 2,5 *см*<sup>2</sup>.

Определить, насколько нужно удалить осветительную лампу от фотоэлемента, чтобы в нагрузке ток был равен 5 *мкА*.

**13-8.** В схеме, приведенной на рис. 13-6, в, определить величину сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ , при использовании которых напряжение на фотоэлементе будет не более 90 в при любых освещенностях. Сопротивление  $R_3$  равно 2000 *ом*.

**13-9.** Два вакуумных фотоэлемента, соответствующих условиям задачи 13-5, включены по схеме, указанной на рис. 13-8, а. Начальное значение светового потока 0,2 *лм*,  $U_a = 200$  в.

Определить изменение сеточного напряжения триода при изменении светового потока на —0,01 *лм* для  $L_2$  и на +0,01 *лм* для  $L_1$ .

**13-10.** Коэффициент вторичной эмиссии для поверхности диодов вторично-электронного умножителя  $\delta = 7$ .

Определить число каскадов, необходимое для получения выходного тока в  $1 \text{ ма}$  при токе эмиссии фотокатода  $0,015 \text{ мка}$ .

**13-11.** Световой поток, модулируемый по синусоидальному закону с частотой  $2000 \text{ гц}$ , падает на фотокатод вакуумного фотоэлемента, соответствующего условиям задачи 13-5. Сопротивление нагрузки равно  $4 \text{ Мом}$ ; суммарная емкость, включающая емкость фотоэлемента и входную емкость усилителя, равна  $78 \text{ пк ф}$ . В усилителе использован триод, имеющий  $\mu = 30$  и  $R_i = 45 \text{ ком}$ ; сопротивление анодной нагрузки триода  $50 \text{ ком}$ .

Найти среднеквадратичное значение изменения светового потока, необходимое для получения на выходе переменного напряжения со среднеквадратичным значением  $50 \text{ в}$ .

**13-12.** Вторичноэлектронный умножитель, характеристики которого приведены на рис. 13-12, нагружен сопротивлением  $50 \text{ ком}$ ; напряжение между последним динодом и анодом равно  $300 \text{ в}$ . Входной световой сигнал меняется по закону:

$$F = 75 + 25 \sin \omega t,$$

где  $F$  — выражено в  $\text{мклм}$ .

Определить величину выходного сигнала на нагрузочном сопротивлении.

**13-13.** Ток фотоэлемента с фотокатодом типа  $S-3$  (рис. 13-1) равен  $5,7 \text{ ма}$ , когда он освещается вольфрамовой лампой накаливания с яркостной температурой нити  $2870^\circ \text{K}$ .

Определить ток фотоэлемента, отличающегося от первого только тем, что его катод будет выполнен из материала типа  $S-4$ , и при условии, что оба фотокатода имеют равную максимальную чувствительность.

**13-14.** Металлический экран расположен на расстоянии  $76 \text{ мм}$  от точечного источника света, мощностью в  $32 \text{ свечи}$ . Отверстие экрана имеет размеры  $13 \times 0,8 \text{ мм}$ . Весь световой поток, проходящий через это отверстие, попадает на катод фотоэлемента (соответствующего условиям задачи 13-5), сопротивление нагрузки которого равно  $10 \text{ Мом}$  и напряжение источника питания  $U_a = 150 \text{ в}$ .

Определить изменение напряжения на нагрузочном сопротивлении, происходящее при закрывании отверстия экрана.

**13-15.** Характеристики газонаполненного фотоэлемента приведены на рис. 13-4. Фотоэлемент имеет площадь катода  $7 \text{ см}^2$  и работает при напряжении  $90 \text{ в}$ . Лампа в  $50 \text{ свечей}$ , расположенная на расстоянии  $300 \text{ мм}$  от фотоэлемента, отодвигается от него на расстояние в  $900 \text{ мм}$  ступенями по  $50 \text{ мм}$ .

Начертить кривую зависимости выходного напряжения на нагрузке в  $5 \text{ Мом}$  от расстояния до лампы.

**13-16.** В схеме, показанной на рис. 13-23, используется фотоэлемент, соответствующий условиям задачи 13-5, и двойной триод типа  $6\text{Н}8\text{С}$ .

Определить величину катодного сопротивления  $R_k$ , при использовании которого ток в анодной цепи будет равен  $2,5 \text{ ма}$  и схема будет сбалансирована, т.е. ток индикаторного прибора  $M$  будет равен нулю.

Определить величину освещенности, при которой ток индикаторного прибора будет равен  $200 \text{ мка}$ , если собственное сопротивление прибора равно  $500 \text{ ом}$ .

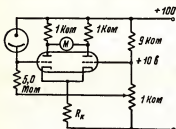


Рис. 13-23.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Metcalf, G. F.: Operating Characteristics of Photoelectric Tubes, *Proc. IRE*, 17: 2064 (1929).
2. Richter, W.: "Fundamentals of Industrial Electronic Circuits," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1947.
3. Shepard, F. H. Some Unconventional Vacuum Tube Applications, *RCA Rev.*, 2: 149 (1937).

4. Zworykin, V. K., G. A. Morton, and L. Malter: The Secondary-emission Multiplier, *Proc. IRE*, 24:351 (1936).
  5. Pierce, J. R.: Electron-multiplier Design, *Bell Labs. Record*, 16: 305 (1938).
  6. Henney, Keith, and J. D. Fahnestock: "Electron Tubes in Industry," 3d ed., McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1952.
  7. Sweet, M. H.: Logarithmic Photometer, *Electronics*, vol. 105, November, 1946.
  8. Ryder, J. D.: "Electronic Engineering Principles," 2d ed., Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1952.
  9. Hughes, A. L., and L. A. DuBridge: "Photoelectric Phenomena," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1932.
-

## ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

### МОЩНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Для получения очень больших постоянных токов в качестве выпрямительных ламп используют мощные газоразрядные лампы, наполненные разреженным газом или парами ртути. Важнейшие два типа подобных ламп называются газотронами и ртутными выпрямителями. Газотроны и ртутные выпрямители могут пропускать очень большие токи и работают с высоким к.п.д.

Электрические схемы и характеристики мощных выпрямительных устройств с газоразрядными приборами существенно отличаются от характеристик и схем слаботочных выпрямителей, предназначенных для питания радиоэлектронной аппаратуры, которые были рассмотрены в главе 10. Это различие обусловлено особенностями газоразрядных выпрямительных ламп и специфическими эксплуатационными требованиями, предъявленными к промышленным выпрямительным устройствам.

В выпрямителях, предназначенных для промышленного применения, сглаживающие фильтры необходимы лишь в редких случаях, так как в подавляющем большинстве даже значительные пульсации не ухудшают работу установок и машин. Во многофазных выпрямительных схемах амплитуда пульсаций в выходном напряжении значительно меньше, чем в одно- и двухполупериодных схемах. Отсутствие же фильтров значительно упрощает и удешевляет выпрямительную аппаратуру и позволяет уменьшить ее вес и габариты.

#### 14-1. Дуговой разряд

Мощные газоразрядные выпрямительные лампы работают в режиме дугового разряда. Дуговой разряд в разреженном газе может возникнуть между анодом и катодом лампы при давлениях газового наполнения от нескольких микронов до нескольких миллиметров ртутного столба. Анод газоразрядного прибора может быть изготовлен из никеля, молибдена или иного металла, или из графита. В качестве катода может быть использован накаливаемый оксидный катод или «холодный» — ртутный катод, представляющий «лужицу» жидкой ртути, находящуюся в нижней части лампы.

Газовым наполнением в подобных лампах служат пары испаряющейся ртути.

Широко распространены ртутные (наполненные парами ртути) газотроны с оксидным накалившимся катодом, где источником паров служит капилляр жидкой ртути, находящаяся внутри прибора.

В выпрямительных приборах, характеристики которых не должны зависеть от температуры окружающей среды, для наполнения используются инертные газы и их смеси (аргон, ксенон, криптон) или водород. В особо мощных выпрямителях в качестве газового наполнения, как правило, используются пары ртути.

Если между анодом и катодом газонаполненной лампы приложено напряжение, не превышающее потенциал ионизации газа, то между электродами лампы течет незначительный ток, ограниченный отрицательным пространственным зарядом, как и в обычных вакуумных диодах. Однако при напряжениях, несколько превышающих потенциал ионизации газа наполняющего прибор, некоторая часть электронов приобретает энергию, достаточную для ионизации атомов газа при соударении с ними, о чем уже говорилось в разделе 2-13. В результате соударений образуются положительные ионы и дополнительные электроны. Положительные ионы оказывают сильное нейтрализующее действие на отрицательный пространственный заряд (благодаря их малой подвижности и длительного времени пребывания в объеме). Нейтрализация отрицательного пространственного заряда приводит к появлению еще большего числа электронов с энергией, достаточной для ионизации атомов газа, которые образуют новые положительные ионы, дополнительно нейтрализующие отрицательный пространственный заряд.

Рассмотренный выше процесс, развиваясь лавинообразно, приводит к возникновению дугового разряда в газе, характеризующегося большим током в разряде и малым падением напряжения на разрядном промежутке. При дуговом разряде отрицательный пространственный заряд почти полностью нейтрализуется медленно движущимися положительными ионами. Время, за которое происходит развитие дугового разряда, начиная от первых соударений электронов с атомами, не превышает 10 мксек и при соответствующей конструкции газотрона и рациональном выборе его режима может быть существенно уменьшено.

Положительные ионы, притягиваемые к отрицательно заряженному катоду, образуют вокруг него ионный положительный пространственный заряд, или ионную оболочку. Силовые линии электрического поля, начинающиеся у отрицательно заряженного катода, в большинстве своем оканчиваются на этом положительном заряде, и только незначительное число их доходит до анода. Сильное электрическое поле между катодом и ионной оболочкой ускоряет эмиттируемые катодом электроны в узкой области, прилегающей к катоду, где электроны в основном и приобретают энергию, достаточную для ионизации атомов газа и поддержания разряда. Следовательно, падение напряжения в этой «прикатодной» области будет примерно равно потенциалу ионизации газа.

За областью катодного падения лежит область дугового разряда, называемая плазмой. В плазме содержится приблизительно равное

количество положительных ионов и электронов, хаотическое движение которых, из-за низкой интенсивности поля, имеет небольшую дрейфовую составляющую по направлению к электродам лампы. Малость дополнительного падения напряжения на области плазмы приводит к тому, что полное падение напряжения на газотроне или ртутном выпрямителе определяется потенциалом ионизации газа. Распределение

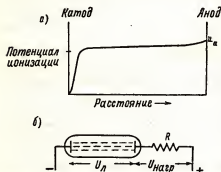


Рис. 14-1. Распределение потенциала в газоразрядном приборе (а), включенном в схему (б).

ионов, уменьшение отрицательного пространственного заряда и возрастание разрядного тока, что в итоге приведет к восстановлению исходного напряжения на газоразрядном приборе. Чувствительность данного процесса высока, и потому изменения падения напряжения на газоразрядной лампе, обусловленные изменениями входного напряжения или тока нагрузки, будут невелики. Таким образом, падение напряжения на газоразрядном приборе в нормальном режиме его работы почти не зависит от разрядного тока.

В момент включения газоразрядного прибора положительные ионы внутри него отсутствуют (точнее говоря, их будет там очень мало) и напряжение на приборе будет расти до потенциала зажигания, который может вдвое превысить потенциал ионизации. Затем начинается быстрое развитие процесса ионизации, и после установления стабильного дугового разряда напряжение на приборе резко падает до значения, определяемого потенциалом ионизации. В парах ртути, потенциал ионизации которых равен 10,39 в, напряжение зажигания может варьироваться в пределах от 15 до 25 в, тогда как рабочее напряжение на лампе обычно лежит в пределах от 10 до 20 в. Значение последнего зависит от типа катода и конструкции прибора.

В некоторых случаях рабочее напряжение на газоразрядном приборе может быть меньше потенциала ионизации. В подобных приборах процесс ионизации атомов газового наполнения имеет ступенчатый характер. На первой ступени процесса при столкновении с электронами, энергия которых недостаточна для ионизации, атомы переходят в возбужденное «метастабильное» состояние и затем, при втором соударении

потенциала между электродами типичной газоразрядной лампы показано на рис. 14-1, а.

Если напряжение на работающей газоразрядной лампе по какой-либо причине понизится, то количество образующихся ионов и ток разряда также уменьшатся, что приведет к уменьшению напряжения на нагрузке  $U_{нагр}$ .

В схеме, показанной на рис. 14-1, б, последнее (при неизменном напряжении источника питания) неизбежно приведет к возрастанию напряжения на лампе  $U_L$ . Увеличение этого напряжения вызовет увеличение числа образующихся



с электроном, обладающим относительно небольшой энергией, ионизируются. Энергия электронов, затрачиваемая на каждой ступени этого процесса, меньше энергии ионизации.

## 14-2. Термоэлектронные катоды в газоразрядных приборах

Дуговой разряд в газоразрядных лампах является «несамостоятельным» разрядом, так как он может поддерживаться только при наличии непрерывно действующего постороннего источника электронов. В качестве подобного источника может быть использован термоэлектронный, вторичноэлектронный или автоэлектронный катод.

Термоэлектронные катоды, используемые в газотронах, имеют оксидное покрытие, обладающее высокой эмиссионной способностью. В условиях газового разряда катод бомбардируют тяжелые положительные ионы газа, энергия которых зависит от падения напряжения на приборе. Если последнее будет достаточно велико, то ионы приобретут значительную энергию, достаточную для механического разрушения оксидного покрытия.

Оксидное покрытие может быть полностью распылено с металлического основания в течение нескольких секунд, в результате чего катод теряет эмиссионную способность. Установлено, что скорость разрушения оксидного покрытия ионной бомбардировкой может быть снижена до значений, обеспечивающих практически приемлемое время жизни газоразрядного прибора. Для этого необходимо, чтобы энергия положительных ионов, определяемая падением напряжения на лампе, была ниже некоторого предельного значения. Было также установлено, что для ионов ртути граничное значение энергии соответствует падению напряжения на лампе, равному 24 в. Благодаря тому, что потенциал ионизации ртутных паров равен 10,39 в и рабочее падение напряжения на лампе, наполненной ртутными парами, в условиях нормальной температуры и давления примерно равно этому же значению, газотроны с ртутным наполнением и оксидными катодами имеют достаточную надежность и довольно большой срок службы (несколько тысяч часов). При наполнении газоразрядной лампы другими газами с меньшим атомным весом оксидный катод не разрушается при значительно больших напряжениях на лампе.

Если напряжение на газотроне ниже некоторой максимально допустимой величины, то и энергия ионов также будет ниже значения, при котором возникает заметная вторичная эмиссия оксидного катода, бомбардируемого ионами. В реальных условиях возникновение заметной вторичной эмиссии недопустимо, так как это явление обычно сопровождается быстрым разрушением катода.

Катоды газоразрядных приборов должны обладать значительной эмиттирующей поверхностью, достаточной для обеспечения максимально допустимого для данного газоразрядного прибора тока.

Если вследствие какого-либо случайного уменьшения сопротивления нагрузки ток газоразрядной лампы превысит максимально допустимое для нормально работающего катода значение, напряжение на газотроне

возрастет до величины, при которой энергия бомбардирующих катод положительных ионов будет достаточна для возникновения вторичной эмиссии. При этом вторичноэмиссионная составляющая катодного тока будет равна разности между полным током газоразрядной лампы и током термоэлектронной эмиссии катода. Интенсивная ионная бомбардировка вызывает распыление оксидного покрытия и сокращение его срока службы.

Если включить анодное напряжение на газотрон одновременно с напряжением накала, или при недостаточно прогревом катоде, когда эмиссия катода мала, падение напряжения на лампе превысит максимально допустимое значение и начнется интенсивное распыление оксидного покрытия, в результате которого газоразрядная лампа может погибнуть за несколько секунд или ее срок службы резко сократится.

Анодное напряжение на газоразрядные приборы можно подавать только после того, как катод будет нагрет до рабочей температуры. Время, необходимое для полного прогрева катода, обычно указывается в паспорте газоразрядной лампы.

При низкой температуре окружающей среды в газоразрядных лампах с ртутным наполнением уменьшается давление паров ртути. Кроме того, вследствие снижения числа атомов газа, соударяющихся с электронами, уменьшается степень ионизации газового наполнения лампы и падение напряжения на приборе возрастает. В результате положительные ионы приобретают энергию, достаточную для разрушения катода. Использование газотронов с накаливаемым катодом и ртутным наполнением в условиях низких температур окружающей среды не рекомендуется; в случаях, когда этого невозможно избежать, следует применять дополнительные электрические «грелки», согревающие газоразрядную лампу.

При чрезмерно высокой температуре окружающей среды давление паров ртути, а вместе с ней и степень ионизации газоразрядного промежутка увеличиваются так сильно, что снижается электрическая прочность лампы относительно обратного напряжения. В подобных условиях ртутную газоразрядную лампу рекомендуется охлаждать интенсивным обдуванием. Газоразрядные приборы, наполненные инертными газами или водородом, не столь чувствительны к воздействию температуры окружающей среды, так как при изменении температуры давление этих газов изменяется во много раз слабее, чем давление паров ртути.

Вследствие того, что токи газоразрядных ламп очень велики, накаливаемые катоды подобных ламп должны отдавать большой ток эмиссии и потому потребляют довольно значительную мощность в цепи накала. Если снизить потери тепла за счет теплового излучения катода, то уменьшится и мощность, требуемая для разогрева катода до рабочей температуры, а эффективность катода (т.е. отношение тока эмиссии к мощности, затрачиваемой в цепи накала) будет тем самым увеличена.

Следовательно, тепловое экранирование катода, имеющее целью уменьшение потерь на тепловое излучение, может увеличить эмиссионную способность катода при заданной мощности, затрачиваемой в цепи

накала. Возможности теплового экранирования катодов вакуумных ламп очень органичны. Скопление в них электронов в пространстве, ограниченном тепловым экраном катода, неизбежно приводит к возрастанию плотности отрицательного пространственного заряда в данном объеме, что ведет к возрастанию внутреннего сопротивления лампы и ухудшению ее работы. В газонаполненных приборах это ограничение

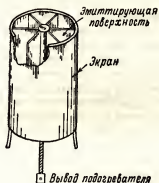


Рис. 14-2. Катод с тепловым экраном.



Рис. 14-3. Одна из первых конструкций ртутного выпрямителя.

отсутствует, так как положительные ионы нейтрализуют пространственный заряд во внутреннем объеме теплового экрана. Обычно тепловые экраны изготавливают из полированного никеля и придают им форму цилиндра, окружающего катод, а в катодах косвенного накала — катод и подогреватель (рис. 14-2). Тепловые экраны катодов прямого и косвенного накала позволяют снизить мощность накала в несколько (до 10 + 20) раз.

### 14-3. Жидкие ртутные катоды

Первые типы выпрямительных ламп с жидким ртутным катодом, называемые ртутными колбами, имели вид стеклянного баллона с двумя (рис. 14-3) или тремя длинными стеклянными «рукавами», в каждом из которых находился один из «главных» анодов, а вблизи ртутного жидкого катода в небольшом стеклянном отростке помещался вспомогательный «анод зажигания». В более поздних конструкциях ртутных колб имеются дополнительные электроды («аноды возбуждения»), улучшающие стабильность работы колбы. Их назначение и устройство рассмотрены несколько ниже.

При запуске ртутной колбы ее немного наклоняют, причем часть ртути переливается из катодной чаши в отросток, где расположен анод зажигания, и закорачивает последний с катодом. Затем ртутную колбу возвращают в исходное положение, и в момент разрыва ртутной

струи между этими электродами возникает электрическая дуга, так как на них подается небольшое пусковое напряжение. Электроны и ионы, образующиеся при горении этой вспомогательной дуги, создают в объеме колбы ионизацию, достаточную для зажигания дугового разряда между катодом и тем из главных анодов, на котором в данный момент времени имеется наибольшее напряжение.

В новых, более совершенных, конструкциях ртутных колб в качестве анода зажигания используется стержень, который в момент зажигания автоматически опускается до соприкосновения с поверхностью ртутного катода и затем поднимается, в результате чего между катодом и стержнем возникает вспомогательная дуга, необходимая для запуска колбы.

Источником электронной эмиссии жидкого ртутного катода является катодное пятно, имеющее вид яркой светящейся точки, которая при работе колбы перемещается по поверхности ртутного катода.

Достаточно строгой и полной теории образования катодного пятна и эмиссии с него пока еще нет. Предполагается, что катодное пятно появляется при возникновении одной из форм явления автоэлектронной эмиссии. Оболочка из положительных ионов около катода ртутной колбы очень тонка. Градиент напряженности электрического поля (т.е. изменение напряженности электрического поля на единицу длины) в ней достигает значений, достаточных для возникновения автоэлектронной эмиссии. Исследование скорости испарения ртути с поверхности катодного пятна показывает, что температура в нем не превышает  $250 - 350^{\circ}\text{C}$ , т.е. слишком мала для того, чтобы вызвать заметную термоэлектронную эмиссию. Плотность тока в катодном пятне очень велика и достигает  $4000 \text{ а/см}^2$ .

Падение напряжения на приборах с жидким ртутным катодом обычно бывает выше, чем на газотронах с термоэлектронным катодом, так как в последних на поддержание дугового разряда затрачивается меньшая энергия. Бомбардировка жидкого катода положительными ионами не может вызвать его повреждения; в нем всегда имеется достаточное количество атомов ртути, а распылившаяся ртуть снова возвращается в исходное состояние, конденсируясь на холодных стенках баллона и стекая обратно к катоду. Поэтому амплитуда импульсов выпрямленного тока ограничена здесь не максимально допустимым значением тока эмиссии, а нагреванием конструктивных элементов прибора и максимально допустимыми значениями тока, проходящего через выводы лампы и наружные провода.

Так как в приборах с жидким катодом импульсы анодного тока могут достигать больших амплитудных значений без опасности повреждения прибора, ртутные выпрямители с жидким катодом могут быть использованы в более тяжелых рабочих условиях, чем приборы, имеющие термоэлектронный катод.

При подаче на ртутную колбу переменного напряжения дуговой разряд между катодом и главными анодами прекращается в те моменты периода, когда напряжение между анодом и катодом становится меньше значения, необходимого для поддержания дугового разряда. Затем начинается интенсивный процесс рекомбинации ионов (т.е. восстано-

ления электрически нейтрального состояния атомов ртутных паров). К моменту, когда на одном из главных анодов вновь появится напряжение, достаточное для возникновения дугового разряда при нормальной ионизации внутреннего объема колбы, дуговой разряд может и не зажечься. Описанные выше механические системы запуска ртутной колбы имеют слишком большую инерцию для того, чтобы обеспечить

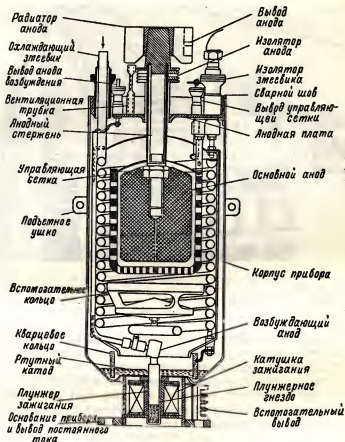


Рис. 14-4. Разрез экситрона.

зажигание колбы в каждый из полупериодов переменного сетевого напряжения, питающего выпрямитель (или при использовании многофазных выпрямительных схем). В реальных условиях, при работе ртутных колб устаревшей конструкции, наблюдаются пропуски в зажигании разряда между катодом и главным анодом и даже самопроизвольное прекращение работы колбы.

В современных конструкциях ртутных колб имеются дополнительные электроды — аноды возбуждения, улучшающие стабильность

работы колбы, о чем упоминалось выше. Вспомогательный дуговой разряд, протекающий между анодами возбуждения и катодом, обеспечивает ионизацию внутреннего объема колбы, достаточную для стабильной работы главных анодов.

Вследствие того, что хрупкая и громоздкая стеклянная ртутная колба с длинными рукавами и многочисленными отростками неудобна

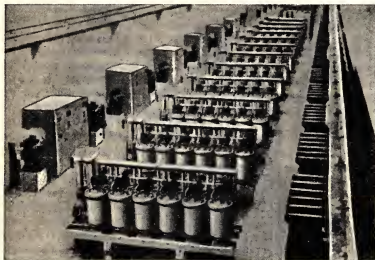


Рис. 14-5. Выпрямительный зал алюминиевого завода (в зале установлено 24 выпрямительных блока, каждый из которых отдает выпрямленный ток 6000 а при напряжении 750 в, и устройства для управления ими).

в эксплуатационных условиях, в современных мощных ртутных выпрямителях имеется, как правило, компактная цилиндрическая вакуумплотная оболочка из специальных сортов стали.

Конструкция мощного однополупериодного ртутного выпрямителя с металлической оболочкой показана на рис. 14-4. В выпрямителе, кроме рассмотренных главных и вспомогательных электродов, имеется управляющая сетка, позволяющая управлять моментом возникновения разряда в цепи главного анода, что дает возможность регулировать величину выпрямленного тока. Система запуска данного выпрямителя основана на игнитронном принципе, который рассмотрен в главе 15. Газоразрядные приборы, имеющие подобную конструкцию, нередко называют экситронами. Во многих типах современных металлических ртутных выпрямителей имеется не один, а 3, 6, 12 и более (по числу фаз выпрямительной схемы) главных анодов, что упрощает конструкцию мощных выпрямительных устройств.

Однако и одноанодные мощные ртутные выпрямители имеют свои преимущества, из которых основным является возможность включения в любой из возможных вариантов выпрямительных схем.

При использовании одноанодных приборов во многофазных выпрямительных схемах в каждую из фаз включается по одному прибору.

Общий вид мощного выпрямительного устройства, состоящего из 24 шестифазных блоков, работающих на одноанодных металлических ртутных выпрямителях, показан на рис. 14-5.

#### 14-4. Характеристики и параметры газоразрядных приборов с ртутным наполнением

Для наполнения газоразрядного прибора может быть использован любой химически инертный газ. Однако благодаря дешевизне, простоте технологии изготовления приборов и низкому потенциалу ионизации чаще всего в качестве газового наполнения используются пары ртути. Основным недостатком паров ртути как газового наполнения газоразрядного прибора является сильная зависимость их давления, а следовательно, и параметров газоразрядного прибора от температуры (рис. 14-6 и рис. 14-7).

Нормальная рабочая температура газоразрядного прибора с ртутным наполнением лежит в пределах от 20 до 60°C. В указанном выше интервале температур давление паров ртути изменяется от 0,001 до 0,1 мм ртутного столба, а напряжение на газоразрядном промежутке — от 15 до 10 в. Температура окружающей среды ниже 20°C недопустима из-за того, что в приборах с накаливаемым катодом при малом давлении и низкой плотности паров во внутреннем объеме прибора напряжение на газоразрядном промежутке может превысить максимально допустимое значение, определяемое устойчивостью катода относительно ионной бомбардировки.

При температуре окружающей среды равной (и меньшей) +10°C оксидный катод газоразрядного прибора с ртутным наполнением разрушается полностью за несколько секунд после включения прибора.

Работа при температуре выше указанной также недопустима из-за частого появления обратного зажигания — явления, которое будет рассмотрено в следующем разделе.

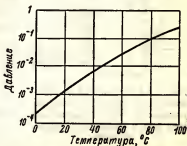


Рис. 14-6. Зависимость давления паров ртути от температуры.

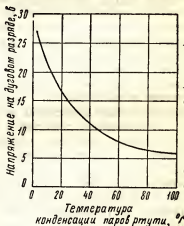


Рис. 14-7. Изменение падения напряжения на газоразрядном приборе с ртутным наполнением в функции от температуры.



Кривая зависимости максимально допустимого обратного напряжения на приборе от температуры приведена на рис. 14-7.

В схеме, показанной рис. 14-8, в полупериод, когда газотрон находится в проводящем состоянии, т.е. когда его анод положителен относительно катода, напряжения на элементах схемы распределяются, согласно уравнению

$$u = U_0 + i_a R.$$

Так как падение напряжения на газоразрядном промежутке лампы  $U_0$  относительно постоянно, ток лампы  $I_a$  будет быстро расти при

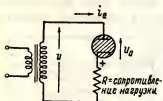


Рис. 14-8. Основная выпрямительная схема на газоразрядном приборе (присутствие газа в нем обозначено штриховкой).

уменьшении сопротивления полезной нагрузки  $R$ . В режиме короткого замыкания, когда  $R$  становится равным нулю, ток лампы возрастет до столь большого значения, при котором газотрон может выйти из строя. Таким образом, последовательно с газоразрядным прибором всегда должно быть включено достаточно большое сопротивление нагрузки, ограничивающее анодный ток безопасным для лампы максимально допустимым значением.

Ниже будет показано, что тепловые потери в рассматриваемых приборах пропорциональны среднему, а не эффективному значению тока. В паспорте газоразрядных приборов различных типов всегда указывается максимальное среднее значение тока, при котором перегрев прибора не превысит максимально допустимой величины. Учитывая, что в устройствах различного назначения газотроны могут быть использованы для выпрямления переменного напряжения с неправильной формой кривой и изменяющейся частотой, в паспорте прибора нередко указывается время, за которое вычисляется максимально допустимое среднее значение тока. Это время зависит от размеров и теплоемкости конструктивных элементов прибора и может варьироваться в пределах от 15 до 60 сек. и более.

Максимально допустимое значение амплитуды импульса анодного тока также является важным рабочим параметром газоразрядной лампы. Средние значения тока в 100 а за 1 сек. и тока в 10 а за 10 сек. будут равны, однако 100-амперный кратковременный ток может превысить эмиссионную способность термозлектронного катода или максимально допустимый ток в наружных проводах, соединенных с прибором с жидким ртутным катодом, и вывести эти приборы из строя. В паспорте газоразрядного прибора всегда указывается также и величина максимально допустимого анодного тока в импульсе.

Падение напряжения на дуговом разряде равно напряжению на газотроне, находящемся в проводящем состоянии. При анализе работы выпрямительных устройств с газоразрядными приборами обычно полагают, что напряжение на газотроне остается постоянным в течение



ние всего интервала проводимости и не зависит от проходящего через газотрон тока.

Из рис. 14-9 следует, что в реальных условиях это допущение выполняется с вполне достаточной для практических целей точностью.

Максимальное напряжение на приборе в течение того интервала времени, когда прибор находится в закрытом, непроводящем состоянии,

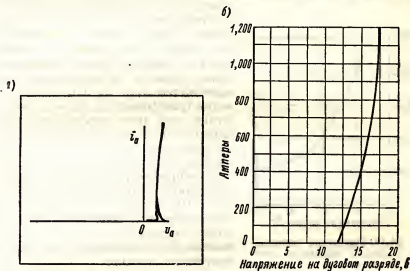


Рис. 14-9. Изменение падения напряжения на газотроне с накалившимся катодом в функции от тока (импульс тока-1,2 а), (а). Изменение падения напряжения на ртутном выпрямителе в зависимости от тока через него (допустимый ток в импульсе = 1200 а), (б).

называется обратным напряжением. Анод, если он не перегрет чрезмерно или не загрязнен какими-либо поверхностными пленками с малой работой выхода, не может эмиттировать электроны. Поэтому ни газотрон, ни ртутный выпрямитель при отрицательном напряжении на аноде не будут проводить ток до тех пор, пока не наступит электрический пробой газа. Для исключения последнего обратное напряжение между анодом и катодом прибора не должно превышать пробивного напряжения промежутка анод—катод при наибольшем возможном давлении газа и наивысшей ожидаемой степени ионизации газового напряжения.

Давление паров ртути, как уже отмечалось выше, определяется температурой окружающей среды, которая не должна выходить за пределы  $+20 \div +60^\circ\text{C}$ . Более низкие температуры опасны из-за возможного разрушения накалившегося оксидного катода; при более высоких температурах учащается обратное зажигание, вследствие чего возрастает вероятность повреждения прибора.

## 14-5. Обратное зажигание

Из схемы, приведенной на рис. 14-3, следует, что между анодами  $A_1$  и  $A_2$  приложено полное напряжение вторичной обмотки трансформатора. Так как аноды изготавливаются из материала с плохой эмиссионной способностью и работают при достаточно низкой температуре, то ни один из анодов в нормальных условиях не является источником

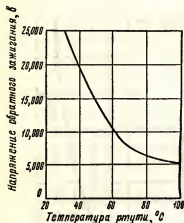


Рис. 14-10. Изменение напряжения обратного зажигания ртутного выпрямителя в функции от температуры окружающей среды.

электронов. Однако, если по какой-либо причине анод, на котором в данный момент будет отрицательное напряжение, начнет эмиттировать электроны или газ пробьется, образуется замкнутая цепь, состоящая из междуэлектродного промежутка  $A_1$  и  $A_2$  и вторичной обмотки трансформатора. Полное сопротивление этой цепи определяется лишь активной и реактивной составляющими сопротивления трансформатора, так как падение напряжения на самом газоразрядном приборе пренебрежимо мало по сравнению с напряжением трансформатора. Из сказанного вытекает, что в рассматриваемой цепи при данных условиях течет ток, в десятки раз превышающий нормальное максимально допустимое значение.

Электрический пробой междуэлектродных промежутков газоразрядной лампы при отрицательном аноде вместе

с последующими процессами, связанными с этим явлением, называется обратным зажиганием. При его случайном возникновении и малой длительности данного явления обычно бывает трудно определить, в которой из выпрямительных ламп произошло обратное зажигание. Частота возникновения обратного зажигания растет при увеличении рабочей температуры прибора, так как при этом уменьшается напряжение пробоя газового наполнения (рис. 14-10). Кривая на рис. 14-10 построена по экспериментальным данным, полученным при обследовании типового ртутного выпрямителя. В выпрямителях с жидким ртутным катодом обратное зажигание может возникнуть при всплеске ртути или попадании ее брызг на поверхность анода, на котором тотчас же образуется катодное пятно. Кроме того, при бомбардировке анода положительными ионами может выделяться некоторое количество газа, адсорбированного анодом, что приведет к увеличению вероятности обратного зажигания. В газоразрядных приборах с накаливаемым оксидным катодом эмиссия анода может возникнуть в результате загрязнения анода материалами оксидного покрытия катода, распыляющимися особенно интенсивно даже при кратковременных перегрузках лампы.

Если обратное зажигание не будет быстро прекращено, оно может вывести из строя и выпрямительную лампу и силовой трансформатор выпрямительного устройства. В интервалы времени, когда возникает обратное зажигание, ток в дефектном приборе течет в обратном направлении. Этот обратный ток может быть использован для приведения в действие однополюсного быстродействующего реле, размыкающего анодную цепь дефектной лампы при обратном зажигании и тем самым ограничивающим продолжительность протекания обратного тока.

При использовании подобных реле отпадает необходимость в немедленном выключении всего выпрямительного устройства с возникновением стабильного обратного зажигания в одной из выпрямительных ламп или в цепи одного из анодов многофазной выпрямительной лампы. На нагрузке при этом наблюдается лишь небольшое уменьшение напряжения по сравнению с нормальным значением, а дефектная лампа может быть заменена или оттренирована в удобное для кратковременного выключения выпрямительного устройства время. Во многих случаях при наличии защитных реле выпрямительное устройство вообще не включают, так как причины, вызывающие обратное зажигание, устраняются сами собой. Так, например, брызги ртути или распыляющиеся материалы катодного покрытия, попадающие на анод, быстро испаряются с его поверхности.

#### **14-6. Однополупериодный выпрямитель с газоразрядным прибором**

Как говорилось выше, напряжение на газоразрядной лампе, находящейся в проводящем состоянии, слабо зависит от проходящего через лампу тока, при условии, что последний не выходит за допустимые для лампы данного типа пределы. Поэтому для упрощения анализа работы выпрямительных схем напряжение дугowego разряда считают постоянным и равным  $U_0$  вольт. Точно так же не будет допущена сколь-нибудь существенная ошибка, если положить, что напряжение зажигания равно напряжению горения установившегося дугowego разряда, так как первое всего лишь на несколько вольт превышает второе, а выпрямляемое переменное напряжение будет очень велико (несколько тысяч вольт) по сравнению с падением напряжения на газоразрядной лампе. Законность принятых допущений подтверждают реальные вольтамперные характеристики газоразрядных приборов, одна из которых приведена на рис. 14-9, а. При принятых допущениях характеристики газоразрядных приборов будут иметь упрощенный идеализированный вид (рис. 14-11, а).

В схеме, изображенной на рис. 14-11, б, в течение полупериода, когда газотрон находится в проводящем состоянии, мгновенное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора будет

$$u = i_a R + U_0. \quad (14-1)$$

Если это напряжение изменяется по синусоидальному закону, т.е. при  $u = U_m \sin \omega t$ , ток выпрямительной лампы

$$i_a = \frac{U_m \sin \omega t - U_0}{R}. \quad (14-2)$$

Отрицательный ток, или ток обратного направления, невозможен, поэтому  $i_a$  должно быть равно нулю при всех отрицательных значениях

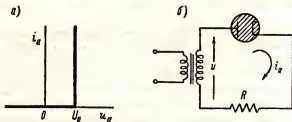


Рис. 14-11. Идеализированная вольтамперная характеристика газотрона (а). Однополупериодная схема выпрямителя (б).

числителя. Газотрон будет переходить в проводящее состояние и выходить из него в те моменты периода входного переменного напряжения, когда числитель становится равным нулю. Поэтому моменты начала и конца интервала проводимости, выраженные в угловой мере, будут равны соответственно:

$$\alpha_1 = \arcsin \frac{U_0}{U_m}; \quad (14-3)$$

$$\alpha_2 = \pi - \arcsin \frac{U_0}{U_m}. \quad (14-4)$$

Длительность интервала периода, в течение которого газотрон находится в проводящем состоянии, оказывается равным  $\pi - 2\alpha$ . Полученные выше соотношения иллюстрирует рис. 14-12.

Из уравнения (14-2) и рис. 14-12, б следует, что импульсы анодного тока газотрона будут иметь вид вершины синусоиды, отсеченной от основания на высоте, соответствующей  $U_0/R$ . Подобные импульсы анодного тока являются типичными для газотронов и иных выпрямительных приборов, обладающих идеализированной вольтамперной характеристикой, изображенной на рис. 14-11, а. Из рис. 14-13, на котором приведена осциллограмма импульсов анодного тока реальной выпрямительной лампы и осциллограмма падения напряжения на ней, следует, что даже при очень малой амплитуде переменного напряжения, равной всего 30 в, обе осциллограммы очень близки к соответствующим теоретическим кривым, получаемым на основании уравнения (14-2) и идеализированных вольтамперных характеристик газоразрядных приборов. При более же высоких входных переменных напряжениях

различия между реальными и теоретическими кривыми становятся неощутимыми.

Из осциллограммы мгновенных значений напряжения на реальном газоразрядном приборе вытекает также, что падение напряжения на газоразрядном приборе в течение всего интервала проводимости остается неизменным. Неучитываемое приближенной теорией возрастание

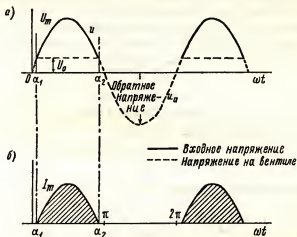


Рис. 14-12. Форма кривой напряжения (а). Импульсы тока вентиле (б).

напряжения на разряде в момент зажигания приводит к появлению маленького и кратковременного пика на осциллограмме.

Пунктирная кривая на рис. 14-12, а показывает, какое напряжение на газоразрядном приборе имеется в течение всего периода переменного напряжения. В начале положительного полупериода напряжение на приборе возрастет до тех пор, пока не достигнет значения, соответствующего напряжению горения дугового разряда  $U_0$  (для ртутных ламп  $U_0 = 11$  в), после чего оно остается неизменным до момента  $\omega t = \alpha_2$ . В этот момент приложенное к газотрону напряжение становится меньше напряжения горения дугового разряда  $U_0$ , так как числитель правой части уравнения (14-2) делается отрицательным и интервал проводимости заканчивается.

В последующий интервал периода газотрон эквивалентен разомк-

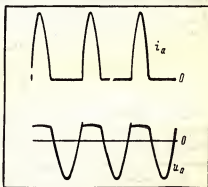


Рис. 14-13. Осциллограммы импульсов тока газотрона с накалившимся катодом и падения напряжения на нем (обратите внимание на небольшой выброс, соответствующий моменту зажигания;  $U_m = 30$  в).

нугому ключу. К нему будет приложено полное входное напряжение вплоть до того момента, когда уже в начале следующего периода входное переменное напряжение опять станет положительным и равным потенциалу зажигания и газотрон перейдет вновь в проводящее состояние.

Газотроны, как правило, используются для преобразования переменного тока в постоянный выходной ток. Поэтому представляет интерес значение постоянной составляющей выходного тока  $I_{a-}$ , равное среднему значению анодного тока выпрямительной лампы за период. Уравнения анодного тока за период переменного напряжения имеют вид:

$$i_a = \frac{U_m \sin \omega t - U_0}{R} \quad (14-5)$$

$$\text{при } \alpha_1 \leq \omega t \leq \alpha_2;$$

$$i_a = 0 \text{ при } \alpha_2 \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha_1. \quad (14-6)$$

Постоянная составляющая при этом

$$I_{a-} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \frac{U_m \sin \omega t - U_0}{R} d\omega t.$$

Интегрируя данное выражение в пределах от  $\alpha_1$  до  $\alpha_2$ , получаем

$$I_{a-} = \frac{U_m}{\pi R} \left[ \sqrt{1 - \left(\frac{U_0}{U_m}\right)^2} - \frac{U_0}{U_m} \arccos \frac{U_0}{U_m} \right]. \quad (14-7)$$

Выходное постоянное напряжение на сопротивлении нагрузки будет  $U_{-} = I_{a-} R$ .

По мере увеличения амплитуды входного переменного напряжения  $U_m$  отношение  $U_0/U_m$  уменьшается и становится пренебрежимо малым по сравнению с 1. В этих условиях длительность интервала проводимости газотрона приближается к половине периода, а ток  $I_{a-}$  и напряжение  $U_{a-}$  возрастают и приближаются к предельным значениям:

$$\left. \begin{aligned} I_{a-} &= \frac{U_m}{\pi R}; \\ U_{a-} &= \frac{U_m}{\pi}. \end{aligned} \right\} \quad (14-8)$$

При достаточно малом значении  $U_0/U_m$  отношение постоянного выпрямленного напряжения ( $U_{a-}$ ) к амплитуде переменного входного напряжения ( $U_m$ ), т.е. отношение  $U_{a-}/U_m$ , принимает наибольшее возможное значение, равное  $1/\pi = 0,318$ .

При использовании газотронов в высоковольтных выпрямителях в подавляющем большинстве можно считать  $U_0/U_m \approx 0$  и длительность интервала проводимости газотрона равной половине периода (т.е.  $\alpha_1 = 0$ ). Погрешности, возникающие при этих допущениях, могут быть оценены с помощью кривых, приведенных на рис. 14-14.

В однополупериодной схеме выпрямления, как и в любых иных режимах применения, амплитуда импульса анодного тока не должна превос-

ходить максимально допустимого для лампы данного типа значения. При очень малом входном переменном напряжении (нескольких десятков вольт) длительность интервала проводимости газотрона заметно уменьшается с уменьшением  $U_m$ . Следовательно, в данных условиях при

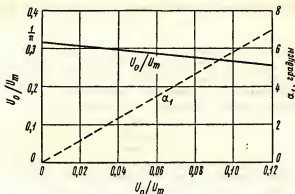


Рис. 14-14.  $U_m/U_m$  и  $\alpha_1$  в функции от  $U_0/U_m$ .

заданном значении постоянного выпрямленного тока амплитуда импульса анодного тока будет возрастать с уменьшением амплитуды переменного напряжения. При чисто активной нагрузке выпрямителя максимальное значение импульса анодного тока достигается при  $\omega t = \pi/2$ , и отношение амплитуды импульса анодного тока к среднему его значению будет изменяться в зависимости от  $U_0/U_m$  соответственно кривой, приведенной на рис. 14-15. Из рисунка следует, что при малой длительности интервала проводимости газотрона отношение амплитуды импульса анодного тока к среднему его значению может достигнуть большой величины.

Мощность активных потерь на газотроне или ртутном выпрямителе отводится от лампы либо путем естественного теплового излучения, либо посредством принудительного охлаждения лампы проточной водой или интенсивным обдуванием. Мощность, рассеиваемая на газоразрядном приборе,

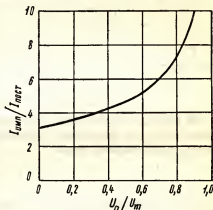


Рис. 14-15. Отношение тока в импульсе к среднему значению тока в функции от  $U_0/U_m$  в однополупериодной схеме на газотроне.

$$P_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_a i_a d\omega t = \frac{U_0}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \frac{U_m \sin \omega t - U_0}{R} d\omega t. \quad (14-9)$$

Мгновенные значения падения напряжения на газоразрядном приборе являются величиной постоянной в течение интервала интегрирования и потому вынесены из-под знака интеграла, а выражение, остающееся под интегралом, равно среднему значению выходного тока. Следовательно, мощность, рассеиваемая на газоразрядной лампе,

$$P_a = U_{a-} I_{a-}. \quad (14-10)$$

Равенство (14-10) сохраняет силу при любой форме импульсов анодного тока и любой длительности интервала проводимости. Это соотношение широко используется в практических условиях.

Обычные вольтметры не пригодны для определения напряжения  $U_0$  в работающем приборе. Однако, учитывая, что

$$U_{a-} = \frac{P_a}{I_{a-}} \quad (14-11)$$

и используя ваттметр для определения мощности потерь в газоразрядном приборе и миллиамперметр для измерения постоянной составляющей его анодного тока, можно найти напряжение, падающее на действующем газотроне или ртутном выпрямителе. Значение  $U_0$  может быть определено из осциллограммы падения напряжения на работающем газоразрядном приборе.

Мощность переменного тока на входе газоразрядного прибора может быть определена из основного уравнения:

$$P_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_a i_a d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} U_m \sin \omega t \frac{U_m \sin \omega t - U_0}{R} d\omega t.$$

После интегрирования и тригонометрического преобразования получаем

$$P_a = \frac{U_m^2}{2\pi R} \left[ \arccos \frac{U_0}{U_m} \cdot \frac{U_0}{U_m} \sqrt{1 - \left( \frac{U_0}{U_m} \right)^2} \right]. \quad (14-12)$$

В высоковольтных выпрямителях, для которых отношение  $U_0/U_m$  очень мало по сравнению с единицей, потребляемая переменная мощность приближенно равна

$$P_a \approx \frac{U_m^2}{4R}.$$

Коэффициент полезного действия выпрямителя, равный отношению мощности постоянного тока к потребляемой лампой мощности переменного тока, находим из уравнений (14-7) и (14-12):

$$\text{к.п.д.} = \frac{P_{\text{п.д.}}}{P_a} = \frac{2 \left[ \sqrt{1 - \left( \frac{U_0}{U_m} \right)^2} - \left( \frac{U_0}{U_m} \right) \arccos \left( \frac{U_0}{U_m} \right) \right]}{\pi \left[ \arccos \left( \frac{U_0}{U_m} \right) - \left( \frac{U_0}{U_m} \right) \sqrt{1 - \left( \frac{U_0}{U_m} \right)^2} \right]} 100\%. \quad (14-13)$$

Из уравнения (14-13) следует, что к.п.д. однополупериодного выпрямителя на газоразрядных приборах не зависит от тока нагрузки,



а является функцией только одной переменной — отношения  $U_0/U_m$ . При пренебрежимо малом, по сравнению с единицей, значении это отношение достигает 40,6%.

Применение конденсаторов или индуктивностей в качестве фильтра будет изменять форму импульсов тока выпрямительной лампы, в соответствии с чем изменится и к.п.д.

Выпрямители рассматриваемого выше типа часто применяются для зарядки аккумуляторов, для питания электролитических установок и в иных промышленных устройствах, где имеются электрохимические процессы, т.е. когда в нагрузке возникает противо-э.д.с. Записав уравнения, связывающие напряжения и токи, и определив из них углы  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ , при которых анодный ток переходит через нулевое значение, получим выражения, описывающие режим работы подобного выпрямителя. В подобных случаях внутреннее сопротивление аккумулятора или иной полезной нагрузки входит в сопротивление нагрузки, а возникающая в нагрузке противо-э.д.с. суммируется с  $U_0$  газотрона.

Постоянный ток нагрузки протекает через вторичную обмотку трансформатора и может вызвать насыщение его железного сердечника. Во избежание насыщения сердечника необходимо применять специальные дорогостоящие трансформаторы с воздушным зазором, вследствие чего однополупериодные выпрямители, несмотря на их простоту, редко используются для получения большой мощности постоянного тока.

Подобные схемы выпрямления были рассмотрены здесь главным образом постому, что они являются основным элементом более сложных выпрямительных схем, методика анализа которых имеет много общего с анализом схем однополупериодных выпрямителей на газоразрядных лампах.

#### 14-7. Двухполупериодные и мостовые схемы выпрямления

Методы анализа однополупериодных выпрямительных схем, рассмотренные в предыдущем разделе, могут быть почти без изменений использованы для анализа двухполупериодных схем выпрямления (рис. 14-16, а). Длительность интервала проводимости каждого из двух газотронов, работающих в этой схеме, равна или близка к  $180^\circ$ . Ток в нагрузке имеет вид периодической последовательности импульсов типа половины синусоиды. В отличие от однополупериодных выпрямительных схем, где полупериоды проводимости чередуются с полупериодами, в течение которых ток отсутствует (рис. 14-12, б), здесь импульс анодного тока проходит через полезную нагрузку в течение каждого полупериода. Анализ двухполупериодной схемы приводит к уравнениям постоянной составляющей выпрямленного напряжения и тока  $U_{\text{ср}}$  и  $I_{\text{ср}}$ , аналогичным соответствующим уравнениям для однополупериодной схемы и отличающихся от последних лишь тем, что постоянная составляющая тока в двухполупериодной схеме будет вдвое больше, чем в однополупериодной. Обратное напряжение в двухполупериодной схеме равно амплитуде полного напряжения на вторичной обмотке

трансформатора, т.е.  $2 U_m$ , где  $U_m$  — амплитуда напряжения половины вторичной обмотки.

Так как постоянные составляющие анодного тока газотронов, работающих в двухполупериодной схеме, протекают во вторичной обмотке в противоположных направлениях, они не вызывают насыщения сердечника трансформатора. Импульсы анодного тока, проходящие через

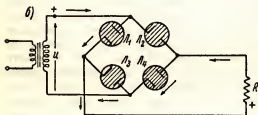
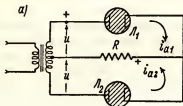


Рис. 14-16. Двухполупериодная схема выпрямителя (а). Мостовая схема выпрямителя (б). Выпрямитель, используемый в измерительных приборах переменного тока, собранный по мостовой схеме (в).

14-16, б указано стрелками. Газотроны  $L_2$  и  $L_3$  в данный полупериод находятся в непроводящем состоянии (их аноды отрицательны по отношению к катодам). В следующий полупериод указанные выше пары газотронов меняются местами, т.е. теперь в проводящем состоянии будут находиться лампы  $L_2$  и  $L_3$  и в непроводящем состоянии — лампы  $L_1$  и  $L_4$ . Направление тока в нагрузке не изменится по отношению к направлению тока в первый полупериод. Таким образом, рассматриваемая схема является двухполупериодным выпрямителем.

Так как в мостовой схеме падение напряжения на газотронах равно удвоенному падению напряжения на каждом из них, ее используют

обе половины вторичной обмотки трансформатора, имеют несинусоидальный характер, вследствие чего к.п.д. трансформатора будет меньше, чем при питании его чисто синусоидальным током. При равной подводимой мощности габариты трансформатора, питающего выпрямитель, будут несколько больше габаритов трансформатора, работающего при чисто синусоидальных напряжениях и токах вторичной обмотки.

Мостовая схема выпрямителя (рис. 14-15, б) позволяет получать двухполупериодное выпрямление с трансформатором, не имеющим среднего вывода вторичной обмотки. В продолжение того полупериода, когда верхний вывод трансформатора положителен, газотроны  $L_1$  и  $L_4$ , включенные последовательно, находятся в проводящем состоянии, так как их аноды положительны по отношению к катодам. Направление тока в этот полупериод на рис.

в высоковольтных выпрямителях, в которых падение напряжения на газоразрядных приборах будет пренебрежимо мало по сравнению с питающим схему переменным напряжением. Мостовая схема допускает использование стандартного трансформатора без отвода от средней точки вторичной обмотки и позволяет получить заданное выпрямленное постоянное напряжение при вдвое меньшем числе витков вторичной обмотки питающего трансформатора, чем в обычных двухполупериодных выпрямителях. Во вторичной обмотке трансформатора, питающего мостовую схему, протекает не импульсный, а синусоидальный переменный ток, что позволяет уменьшить габариты трансформатора примерно в 1,5 раза по сравнению с габаритами трансформатора, необходимого для питания двухполупериодной схемы.

При равном выпрямленном напряжении обратное напряжение (на каждом из газотронов в мостовой схеме) будет в два раза меньше, чем в двухполупериодной схеме.

В выпрямителях для измерительных приборов переменного тока используется обычно мостовая схема, в каждом из плеч которой работает какой-либо полупроводниковый выпрямитель—селеновый, купроксный, германиевый или кремниевый. Схема подобного выпрямительного моста приведена на рис. 14-16, а. Для регулировки выпрямленного тока с целью точного согласования его величины с чувствительностью индикаторного прибора служит сопротивление  $R$ , включаемое последовательно с прибором. Постоянный ток с выхода этой схемы регистрируется чувствительными гальванометрами или микроамперметрами постоянного тока. Такие измерительные приборы, как правило, удовлетворительно работают на частотах до нескольких тысяч герц. Хотя шкалы подобных приборов градуируются в амплитудных или эффективных значениях синусоидального напряжения, они фактически измеряют среднее значение выпрямленного тока или напряжения. Поэтому показания подобных приборов зависят от формы питающего переменного напряжения при измерении напряжений, отличающихся по форме от синусоидальных. Эти приборы могут дать довольно большую погрешность.

#### 14-8. Параллельная работа газоразрядных приборов

На рис. 14-17, а показаны идеальные вольтамперные характеристики двух газоразрядных приборов с различными напряжениями горения  $U_0$  и  $U_0'$ . Если они соединены параллельно, напряжение на них в начале периода будет расти до значения  $U_0$ , при котором первый прибор переходит в проводящее состояние. Выше этого значения напряжение не поднимется, и потому газотрон  $L_2$  зажечься не может и не будет работать. Таким образом, при параллельном соединении газоразрядных приборов на нагрузку работает только тот один из них, который имеет меньшее напряжение горения (в действительности—меньшее напряжение зажигания).

Если между анодами газотронов включить небольшое сопротивление  $R$  (рис. 14-17, б), вольтамперные характеристики их изменятся и

примут вид, показанный на рис. 14-17, а пунктирными линиями. Если падение напряжения на участке сопротивления  $R$ , включенном в цепь первой лампы, будет равно или больше разности между напряжениями зажигания ламп  $L_1$  и  $L_2$ , в некоторый момент периода, после зажигания первой лампы, зажжется и вторая и каждая из них будет отдавать в нагрузку ток  $I_{u1}$  и  $I_{u2}$  соответственно. В новых приборах с ртутным напол-

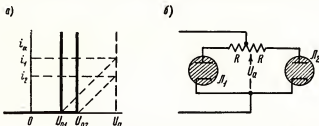


Рис. 14-17. Идеализированные вольтамперные характеристики газотронов, включенных параллельно (а). Схема параллельного включения газотронов (б).

нением падение напряжения изменяется в пределах от 8 до 10 в и почти не меняется в течение всего срока службы. Поэтому после соответствующей регулировки сопротивления  $R_1$  при первом включении новой пары газотронов они будут удовлетворительно работать и дальше. Однако из-за некоторых активных потерь на сопротивлении  $R$  и относительно высокой стоимости двух маломощных газоразрядных ламп применение одного более мощного газотрона или ртутного выпрямителя оказывается более экономичным, чем использование двух маломощных газоразрядных ламп. Вследствие этого параллельное включение газоразрядных приборов не рекомендуется.

#### 14-9. Трехфазная однополупериодная выпрямительная схема

В большинстве мощных выпрямителей используются трехфазные выпрямительные схемы. Для питания подобной схемы необходим трехфазный трансформатор, вторичные обмотки которого должны быть соединены звездой, причем в каждую фазу вторичной обмотки включен газоразрядный выпрямительный прибор. Катоды всех трех газоразрядных приборов в этой схеме обычно соединены накоротко. Поэтому здесь можно использовать как отдельные однофазные газоразрядные приборы с термоэлектронным или жидким ртутным катодом, так и ртутные выпрямители с несколькими анодами и одним общим жидким ртутным катодом.

На рис. 14-18, а показана простейшая трехфазная однополупериодная схема, приведенная в качестве примера рассматриваемых ниже схем многофазных выпрямителей. Сопротивление нагрузки  $R$  включено между катодами и общей — нейтральной — точкой трансформатора, от которой в подобных схемах отсчитываются все напряжения. Реактивностью трансформатора при анализе схемы пренебрежем; влияние

этой реактивности будет рассмотрено в одном из последующих разделов. Будем считать, что напряжения на вторичных обмотках по отношению к нейтральной точке синусоидальны (рис. 14-18, б). Пренебрегая активным сопротивлением вторичной обмотки трансформатора и ее реактивностью, запишем уравнение напряжений, справедливое для 1 фазы

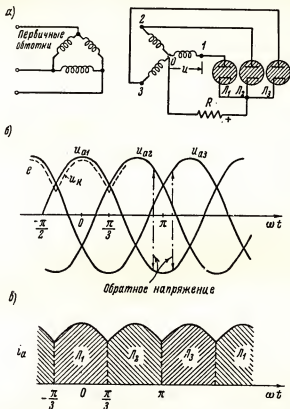


Рис. 14-18. Трехфазный однополупериодный выпрямитель (а). Фазовые напряжения (б). Ток в нагрузке (в).

в тот интервал времени, когда газотрон, включенный в эту фазу, находится в проводящем состоянии

$$u_{01} - U_0 - u_K = 0,$$

где  $u_K$  — мгновенное значение напряжения на катode газотрона по отношению к нейтральной точке.

Отсюда

$$u_K = u_{01} - U_0. \quad (14-14)$$

Таким образом, напряжение на катode данного газотрона будет только на 10—15 в ниже напряжения на его аноде, что показано пунктирной

линией на рис. 14-18, б. В момент  $t = 0$  аноды газотронов  $L_2$  и  $L_3$  будут отрицательны по отношению к своим катодам и потому оба будут находиться в запертом непроводящем состоянии. По истечении времени, соответствующего  $60^\circ$  периода (т.е.  $\pi/3$ ), напряжение на катоде второго газотрона  $L_2$  превысит напряжения на катоде газотрона  $L_1$  и этот газотрон погаснет. Газотрон  $L_2$  зажжется и будет гореть до тех пор, пока через  $\pi/3$  периода после момента его зажигания напряжение на катоде третьего газотрона  $L_3$  не превысит напряжение на катоде горевшей до того лампы  $L_2$ . Таким образом, момент зажигания второго газотрона определяется моментом, с которого начинает выполняться неравенство

$$u_{k2} = u_{a2} - U_0 \geq u_{k1} = u_{a1} - U_0, \quad (14-15 а)$$

и момент выключения этого газотрона — моментом, в который удовлетворяется неравенство

$$u_{k2} = u_{a2} - U_0 \leq u_{k3} = u_{a3} - U_0, \quad (14-15 б)$$

при условии, что падение напряжения на всех газотронах за время горения  $U_{01} = U_{02} = U_{03} = U_0$ . Через следующие  $120^\circ$  периода погаснет третий газотрон  $L_3$  и зажжется первый газотрон  $L_1$ ; рассмотренный выше процесс повторится.

Из рис. 14-18, б следует, что в момент периода, принятого за начало отсчета, переменное напряжение в первой фазе равно амплитудному значению, что соответствует косинусоидальному закону изменения переменного напряжения ( $U_m \cos \omega t = U_m \cos 0 = U_m$ ), а не синусоидальному закону, согласно которому напряжение в начальный момент периода ( $U_m \sin 0 = U_m 0 = 0$ ) должно равняться нулю.

Замена синусоидального закона изменения переменных напряжений и токов косинусоидальным произведена потому, что косинус является четной функцией, симметричной относительно нулевой точки, при использовании которой уравнения напряжений и токов в выпрямительной схеме упрощаются.

Таким образом, каждый газотрон в этой схеме будет находиться в проводящем состоянии в течение  $120^\circ$ , или  $\pi/3$  периода. Ток в каждый данный момент течет в цепи того газотрона, на аноде которого имеется наибольшее положительное напряжение. Форма кривой анодного тока каждого из газотронов показана схематически на рис. 14-18, в.

Реальные импульсы тока, идущего через общую нагрузку, и импульсы тока каждого из газотронов показаны на осциллограммах, приведенных на рис. 14-19. Небольшой наклон переднего и заднего фронта боковых граней импульсов анодного тока вызван влиянием реактивностей трансформатора, которыми мы пренебрегли при анализе данной выпрямительной схемы.

Сформулированные выше зависимости позволяют перейти к количественному анализу трехфазной однополупериодной схемы. Для первой фазы рассматриваемой схемы будет справедливо уравнение

$$U_m \cos \omega t - U_{a2} - i_a R = 0. \quad (14-16)$$

Для упрощения анализа пренебрежем в дальнейшем падением напряжения на газотронах точно так же, как мы пренебрегли активной и реактивной составляющими сопротивления трансформатора. Ошибка, вносимая при таком допущении, будет невелика. Уравнение анодного тока примет вид

$$i_a = \frac{U_m \cos \omega t}{R} \quad (14-17)$$

при  $\pi/3 < \omega t < \pi/3$ .

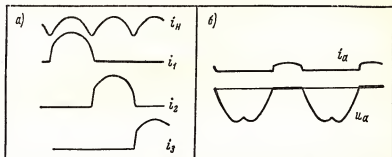


Рис. 14-19. Трехфазный однополупериодный выпрямитель: *а* — осциллограммы тока в нагрузке и анодных токов вентилей; *б* — осциллограммы анодного тока вентилей и напряжения на нем.

Постоянная составляющая тока в нагрузке будет равна утроенному среднему току каждого из газотронов. Следовательно,

$$I_{a_m} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \frac{U_m \cos \omega t}{R} d\omega t = \frac{0,827 U_m}{R}. \quad (14-18)$$

Выражение  $U_{a_m} = I_{a_m} R = 0,827 U_m = 1,17 U_{\text{эфф}}$  устанавливает связь между выходным постоянным напряжением и требуемым для его получения напряжением на трансформаторе, справедливое при принятых ранее допущениях.

Выходное напряжение, кроме постоянной составляющей, будет содержать пульсации, что обусловлено импульсным характером тока нагрузки, состоящего из трех импульсов за один период. Следовательно, частота пульсаций будет в три раза превышать частоту напряжения питающей сети. Величина пульсаций может быть определена на основании уравнения (14-18) и эффективного значения тока в нагрузке равного

$$I_{\text{эфф}} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/3}^{\pi/3} \frac{U_m^2 \cos^2 \omega t}{R^2} d\omega t} = \frac{0,838 U_m}{R}. \quad (14-19)$$

Используя (14-18) и (14-19), получим:

Коэффициент пульсаций =

$$= 100\% \sqrt{\left(\frac{I_{\text{эфф}}}{I_{a_m}}\right)^2 - 1} = 100\% \sqrt{\left(\frac{0,838}{0,827}\right)^2 - 1} = 17\%.$$

Обратное напряжение на каждом газоразрядном приборе равно максимальному напряжению на нем в тот интервал времени, когда он находится в непроводящем состоянии. Так, например, когда  $L_1$  не заперта, напряжение на ней будет равно  $(u_{a1} - u_{a1})$  или  $(u_{a1} - u_{a1})$ , причем каждое из данных напряжений отсчитывается от нейтральной точки. Следовательно,

$$U_m \cos \omega t - U_m \cos (\omega t - \pi/3) = u_a. \quad (14-20)$$

Дифференцируя выражение (14-20) и приравнявая нулю производную, получаем

$$1,5 \sin \omega t_1 = 0,866 \cos \omega t_1,$$

откуда

$$\frac{\sin \omega t_1}{\cos \omega t_1} = \operatorname{tg} \omega t_1 = 0,577.$$

Максимальное напряжение на газотроне будет иметь место в моменты

$$\omega t = 60^\circ + \frac{n\pi}{2}, \quad (14-21)$$

где  $n$  — нечетное число.

Поэтому максимальное обратное напряжение на нем будет при угле  $150^\circ$ , или  $5/6$  периода (рис. 14-18, б и рис. 14-19, б). Величина максимального обратного напряжения для трехфазной однополупериодной схемы  $U_{сбр\max} = \sqrt{3} U_m = 2,09 U_a$ .

В этой схеме выпрямителя возможно насыщение сердечника трансформатора, так как в каждой фазе его вторичной обмотки течет постоянная составляющая тока нагрузки. Именно потому вместо рассмотренной выше схемы обычно используются иные ее разновидности (раздел 14-16).

Проведенный выше анализ простейшей трехфазной схемы иллюстрирует основные принципы исследования многофазных выпрямителей. Данную методику можно использовать и при анализе более сложных многофазных схем.

#### 14-10. Основные энергетические соотношения $m$ -фазной выпрямительной схемы

Практически было обнаружено, что оптимальные условия выпрямления и минимальная стоимость выпрямителя получаются при использовании 6, 12 и более фаз. В общем исследовании  $m$ -фазных выпрямителей удобно использовать  $m$ -фазный трансформатор, вторичные обмотки которого соединены звездой. В каждую фазу вторичной обмотки включен газоразрядный прибор, находящийся в проводящем состоянии в интервале  $360^\circ/m$ , или  $2\pi/m$  части периода. Форма кривой тока в нагрузке  $m$ -фазного выпрямителя при косинусоидальном напряжении питания, симметричном относительно оси ординат, показано на рис. 14-20.



Следует отметить, что приведенная выше формула для определения угла горения каждого из выпрямительных газоразрядных приборов не будет справедлива для однофазного выпрямителя, так как в нем ток в нагрузке не непрерывен.

Используя принятые ранее допущения, т.е. пренебрегая падением напряжения на газоразрядных приборах и полным сопротивлением трансформатора, запишем общее выражение для  $I_{a_m}$  в  $m$ -фазной выпрямительной схеме при активной нагрузке:

$$I_{a_m} = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} \frac{U_m \cos \omega t}{R} d\omega t = \frac{U_m}{R} \cdot \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}, \quad (14-22)$$

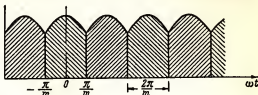


Рис. 14-20. Формы импульсов тока в активной нагрузке  $m$ -фазного выпрямителя.

где  $U_m$  — амплитуда напряжения на аноде газотрона относительно нейтральной точки трансформатора.

Так как  $U_{a_m} = I_{a_m} R$ , то

$$\frac{U_{a_m}}{U_m} = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (14-23)$$

Величина этого отношения, которое может быть вычислено для различных значений  $m$ , показывает, что постоянная составляющая выпрямленного напряжения  $U_{a_m}$  растет с увеличением числа фаз в выпрямительной схеме, хотя при  $m$ , превышающих 6, постоянное выпрямленное напряжение с увеличением числа фаз возрастает совсем немного:

$m$	2	3	4	6	12	$\infty$
$U_{a_m}/U_m$	0,636	0,826	0,894	0,955	0,999	1,0

Эффективный ток каждого выпрямительного прибора

$$I_{эфф} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} \frac{U_m^2 \cos^2 \omega t}{R^2} d\omega t} = \frac{U_m}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( \frac{\pi}{m} + \sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{\pi}{m} \right)}, \quad (14-24)$$

а эффективное значение тока нагрузки, состоящего из  $m$  импульсов за период, будет в  $\sqrt{m}$  раз больше.

Величина пульсаций тока нагрузки может быть определена из соотношения:

$$\begin{aligned} \text{Коэффициент пульсаций} &= \sqrt{\left( \frac{I_{эфф}}{I_{a_m}} \right)^2} - 1 \cdot 100\% = \\ &= 100\% \sqrt{\frac{(m/2\pi) [(\pi/m) + \sin(\pi/m) \cos(\pi/m)]}{[(m/\pi) \sin(\pi/m)]^2}} - 1. \end{aligned} \quad (14-25)$$

Величина пульсаций, вычисленная по данной формуле, изменяется в зависимости от  $m$  следующим образом:

$m$	2	3	4	6	12	$\infty$
Амплитуда пульсаций	0,47	0,17	0,089	0,04	0,014	0
Частота пульсаций при частоте сети 60 гц	120	180	240	360	720	0

С увеличением числа фаз величина пульсаций быстро падает, а частота их увеличивается, что позволяет сравнительно просто осуществлять фильтрацию выходного напряжения. С возрастанием числа фаз уменьшаются искажения в форме кривой первичного тока, что очень существенно, так как гармоники первичного тока могут создавать помехи в близко расположенных телефонных линиях и иных слаботочных цепях.

Благодаря тому, что многофазное выпрямление уменьшает пульсации и увеличивает выходные напряжение и ток, выпрямители с 12, 18, 24 и более фазами широко применяются, в особенности, для питания промышленных электрохимических устройств, например устройств для электролитического получения алюминия.

#### 14-11. Коэффициент использования трансформатора

В обмотках трансформаторов, применяемых в выпрямителях, протекают, как правило, несинусоидальные токи, так как ток в различных ветвях обмотки течет лишь в течение некоторой части периода. Гармонические составляющие этих искаженных по форме токов вызывают дополнительный нагрев трансформатора. Поэтому габаритная мощность трансформатора, питающего выпрямитель, превышает мощность постоянного тока на выходе выпрямителя. Таким образом, высшие гармоники тока, текущего через трансформатор, вызывают увеличение полной мощности трансформатора, выраженной в вольтамперах, при заданной выходной мощности постоянного тока, выраженной в ваттах.

Коэффициентом использования вторичной обмотки трансформатора называется отношение мощности постоянного тока в данной обмотке к полной мощности в ней, выраженной в вольтамперах. Этот коэффициент указывает на эффективность использования вторичной обмотки.

Коэффициент использования трансформатора или его обмоток является функцией формы импульсов тока и отношения эффективного значения напряжения к его среднему значению. Так, например, коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора в обычных однополупериодных и двухполупериодных выпрямительных схемах будет очень низок, всего 0,574, так как импульсы тока в этой обмотке

имеют вид полусинусоиды. В однофазном мостовом выпрямителе ток во вторичной обмотке синусоидален, и потому коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора при активной нагрузке будет здесь 0,813.

Можно найти общее выражение для коэффициента использования вторичных и первичных обмоток трансформатора при  $m$ -фазной схеме выпрямления. Для шестифазного выпрямителя со вторичной обмоткой, соединенной звездой (рис. 14-21), мощность во вторичной обмотке, выраженная в вольтамперах на основании (14-24), будет равна:

$$VA_I = m \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_m}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( \frac{\pi}{m} + \sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{\pi}{m} \right)}. \quad (14-26)$$

Так как мощность постоянного тока на выходе выпрямителя равна  $I_{\Sigma}^2 R$ , то, учитывая (14-22), получим

$$P_{\Sigma} = \frac{U_m^2}{R} \left( \frac{m}{\pi} \right)^2 \sin^2 \frac{\pi}{m}. \quad (14-27)$$

Следовательно, коэффициент использования вторичной обмотки

$$K_{II} = \frac{2 [(m/\pi) \sin^2 (\pi/m)]}{\sqrt{\pi [(\pi/m) + \sin (\pi/m) \cos (\pi/m)]}}. \quad (14-28)$$

Значения коэффициента  $K_{II}$  при различной величине  $m$  и активной нагрузке выпрямителя приведены ниже:

$m$	2	3	4	6	12	24
$2\pi/m$ , град.	180	120	90	60	30	15
Коэффициент использования вторичной обмотки .....	0,57	0,675	0,636	0,551	0,39	0,286

Максимальное значение коэффициента  $K_{II}$  соответствует углу, примерно равному  $2\pi/m = 120^\circ$ , или  $m = 3$ . Поэтому выпрямители, работающие по трехфазной однополупериодной схеме, в которых угол горения газоразрядных приборов равен  $120^\circ$ , а также и их варианты, в которых устранено подмагничивающее действие выпрямленного тока на сердечник трансформатора, находят широкое практическое применение. Подобные схемы будут рассмотрены ниже.

В шестифазной выпрямительной схеме при соединении вторичных обмоток звездой (рис. 14-21, а) подмагничивание сердечника постоянным током отсутствует. Каждая пара вторичных обмоток питается от одной из первичных обмоток. Эффективное значение тока в первичной обмотке будет равно эффективному значению двух импульсов тока во вторичной обмотке, т.е.

$$I_{\Sigma\Phi I} = \sqrt{2} \frac{U_m}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( \frac{\pi}{m} + \sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{\pi}{m} \right)}, \quad (14-29)$$

если принять, что коэффициент трансформации по напряжению равен 1.

Если цепь включает  $p$  первичных фаз и  $U_{\text{эфф}} = U_m/2$ , полная мощность в первичной обмотке

$$VA_I = \frac{p U_m^2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( \frac{\pi}{m} + \sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{\pi}{m} \right)}, \quad (14-30)$$

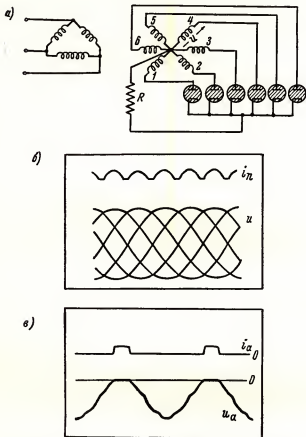


Рис. 14-21. Шестифазный выпрямитель (а). Осциллограммы импульсов тока в нагрузке и фазовых напряжений (б). Осциллограммы анодного тока одного из вентилей и напряжения на нем (в).

коэффициент использования первичной обмотки

$$K_I = \frac{(m/\pi)^2 \sin^2 (\pi/m)}{p \sqrt{(1/2\pi) [(\pi/m) + \sin (\pi/m) \cos (\pi/m)]}} = \frac{\sqrt{2} m}{p} \left\{ \frac{(m/\pi)^2 \sin^2 (\pi/m)}{\sqrt{\pi [(\pi/m) + \sin (\pi/m) \cos (\pi/m)]}} \right\}, \quad (14-31)$$

так как выражение в фигурных скобках равно  $VA_I$ , то

$$K_I = \frac{m}{\sqrt{2}p} VA_I. \quad (14-32)$$

Коэффициент  $1/\sqrt{2}$  появился вследствие того, что одна первичная обмотка использовалась для питания двух вторичных обмоток, напряжения в которых сдвинуты по фазе.

В сводной табл. 14-1 приведены все основные энергетические параметры различных схем выпрямления, включая и коэффициент использования первичной и вторичной обмоток.

Таблица 14-1

**Основные энергетические параметры различных выпрямительных схем при активной нагрузке**

Параметр	Схема выпрямления				
	1-фазная 2-полупе- риодная	3-фазная 1-полупе- риодная	3-фазная мостовая	6-фазная с уравнитель- ным реак- тором	6-фазная 1-полупе- риодная
	$m$				
	2	3	6	6	6
$I_{a_m}$	$0,636U_m/R$	$0,827U_m/R$	$1,65U_m/R$	$1,65U_m/R$	$0,955U_m/R$
Амплитуда импульсов тока .....	$1,57I_{a_m}$	$1,21I_{a_m}$	$1,21I_{a_m}$	$0,6I_{a_m}$	$1,05I_{a_m}$
$U_{a_m}$	$0,636U_m$	$0,827U_m$	$1,65U_m$	$1,65U_m$	$0,955U_m$
Коэффициент пульса- ций, % .....	47	17	4	4	4
Отношение мощности первичной обмотки к мощности постоянного тока ..	1,23	1,23	1,05	1,05	1,28
Коэффициент использо- вания первичной об- мотки....	0,81	0,83	0,95	0,95	0,78
Отношение мощности вторичной обмотки к мощности постоянного тока ..	1,75	1,5	1,05	1,48	1,82
Коэффициент использо- вания вторичной об- мотки .....	0,57	0,67	0,95	0,67	0,55
Теоретический макси- мальный к.п.д., % ....	81,2	96,5	99,8	99,8	99,8
Обратное напряжение..	3,14	$2,09U_{a_m}$	$1,05U_{a_m}$	$2,09U_{a_m}$	$2,09U_{a_m}$

## 14.12. $m$ -фазные выпрямители с индуктивным фильтром

Для снижения пульсаций в выходном напряжении в качестве фильтра используется дроссель включаемый последовательно с нагрузкой. При многофазном выпрямлении пульсации невелики и имеют высокую частоту, поэтому уже при относительно небольшой индуктивности дросселя можно получить хорошую фильтрацию. С включением подобного

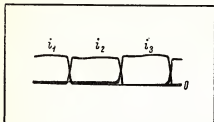


Рис. 14.22. Осциллограммы импульсов тока в индуктивной нагрузке трехфазного однополупериодного выпрямителя.

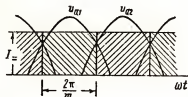


Рис. 14.23. Импульсы тока в индуктивной нагрузке  $m$ -фазного выпрямителя.

дросселя вершины импульсов тока газоразрядных ламп становятся более плоскими (рис. 14.22).

Причины некоторого перекрытия импульсов тока отдельных выпрямительных ламп рассмотрены в разделе 14.13.

Если пренебречь реактивностью трансформатора, то при наличии индуктивности дросселя токи газотронов можно считать постоянными и равными  $I_{a_m}$  (рис. 14.23). Угол горения каждого газотрона остается прежним и равным  $2\pi/m$  рад. в каждом периоде.

При индуктивном характере нагрузки  $m$ -фазного выпрямителя его среднее выпрямленное напряжение будет

$$U_{a_m} = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} I_{a_m} U_m \cos \omega t d\omega t = U_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (14-33)$$

Мгновенное значение анодного тока каждого прибора  $i_a = I_{a_m}$ , а мощность, отдаваемая вторичными обмотками  $m$ -фазного трансформатора,

$$P_{\omega II} = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} U_m \cos \omega t d\omega t = I_{a_m} U_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (14-34)$$

Теоретически к. п. д. выпрямителя в этом случае будет равен

$$\text{к. п. д.} = \frac{P_{\omega II}}{P_{\omega I}} = \frac{I_{a_m} U_m (m/\pi) \sin (\pi/m)}{I_{a_m} U_m (m/\pi) \sin (\pi/m)} 100\% = 100\%. \quad (14-35)$$

Таким образом, включение индуктивного дросселя увеличивает теоретически возможное значение к. п. д. выпрямителя до 100%, так как в постоянном токе нагрузки гармоники отсутствуют.

Эффективный ток каждого газотрона

$$I_{\text{эфф}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} I_{a-m}^2 d\omega t} = \frac{I_{a-m}}{\sqrt{m}}. \quad (14-36)$$

Эффективное значение полного тока нагрузки может быть получено умножением эффективного тока каждого диода на  $\sqrt{m}$ . Отсюда следует, что  $I_{\text{эфф}} = I_{a-m}$ , т.е. эффективное значение суммарного тока всех газотронов, работающих в выпрямительной схеме, равно постоянному току в нагрузке.

Полная мощность в вольтамперах, снимаемая со вторичной обмотки,

$$VA_{II} = \left( \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{a-m}}{\sqrt{m}} \right) m = \sqrt{\frac{m}{2}} U_m I_{a-m}, \quad (14-37)$$

а коэффициент ее использования

$$K_{II} = \frac{P_m}{VA_{II}} = \frac{I_{a-m} U_m (m/\pi) \sin(\pi/m)}{\sqrt{\frac{m}{2}} U_m I_{a-m}} = \frac{\sqrt{2m}}{\pi} \sin \pi/m. \quad (14-38)$$

( $VA$  — мощность в вольтамперах).

Из выражения (14-38) может быть найдено  $m$ , соответствующее максимальному значению коэффициента использования вторичной обмотки. Это значение ( $m_{\text{opt}} = 2,7$ ) заключено между значениями, соответствующими двух- и трехфазным схемам выпрямления. Поэтому трехфазные выпрямители, в которых угол горения вентилей равен  $120^\circ$ , будут работать в условиях, близких к оптимальным относительно коэффициента использования вторичной обмотки.

Для схем, в которых постоянная составляющая тока во вторичной обмотке трансформатора отсутствует и подмагничивание сердечника постоянным током исключено, ток в каждой фазе первичной обмотки состоит из двух импульсов, и эффективное его значение

$$I_{\text{эфф}I} = \frac{\sqrt{2} I_{a-m}}{\sqrt{m}} \quad (14-39)$$

при коэффициенте трансформации по напряжению равном 1.

Полная мощность первичной обмотки, выраженная в вольтамперах, будет равна полной мощности в одной фазе первичной обмотки, умноженной на число  $p$  фаз первичной обмотки:

$$VA_I = \frac{p U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{2} I_{a-m}}{\sqrt{m}} = \frac{p}{\sqrt{m}} U_m I_{a-m}. \quad (14-40)$$

Коэффициент использования первичной обмотки при этом

$$K_I = \frac{(m/\pi) \sin(\pi/m)}{p/m} = \frac{m \sqrt{m}}{\pi p} \sin(\pi/m). \quad (14-41)$$

Выражение (14-41) показывает, что соотношение между коэффициентами использования первичной и вторичной обмоток имеет вид

$$K_I = \frac{m}{\sqrt{2}p} K_{II}.$$

Таким образом, включение индуктивного дросселя последовательно с активной нагрузкой не изменяет этого соотношения.

Из табл. 14-1 и табл. 14-2 вытекает, что при  $m \geq 3$  различие в коэффициентах использования трансформатора при активной и индуктивной нагрузке будет незначительно. При  $m \geq 3$  форма импульсов тока в нагрузке близка к идеальным прямоугольным импульсам даже без включения индуктивного фильтра.

Таблица 14-2

**Сравнение коэффициентов использования первичной и вторичной обмоток трансформатора в различных выпрямительных схемах**

Параметр	Схема выпрямления				
	1-фазная 2-полупе- риодная	2-фазная 1-полупе- риодная	3-фазная мостовая	6-фазная с уравнитель- ным реак- тором	6-фазная 1-полупе- риодная
	<i>m</i>				
	2	3	3	6	6
Коэффициент использования первичной обмотки:					
активная нагрузка .....	0,81	0,83	0,95	0,95	0,78
индуктивная нагрузка....	0,90	0,83	0,95	0,95	0,78
Коэффициент использования вторичной обмотки:					
активная нагрузка .....	0,57	0,67	0,95	0,67	0,55
индуктивная нагрузка ..	0,64	0,67	0,95	0,67	0,55

Полагая, что импульсы тока имеют прямоугольную форму, можно определить коэффициент использования первичной обмотки и для трехфазной однополупериодной схемы с индуктивной нагрузкой. В каждой фазе вторичной обмотки ток  $I_{a_m}$  (см. рис. 14-24, а) течет в течение 1/3 периода (угол  $120^\circ$ ). Следовательно, в каждой фазе первичной обмотки в течение этой части периода при коэффициенте трансформации по напряжению, равному 1, будет проходить ток

$$I_I = 2/3 I_{a_m}.$$

В продолжение остальных 2/3 периода ток в данной фазе первичной обмотки по величине равняется  $I_I = 1/3 I_{a_m}$  и течет в обратном направлении, так как средний ток первичной обмотки должен быть равным нулю.



Эффективное значение первичного тока может быть найдено из выражения

$$I_I = 1/3 I_{a-},$$

учитывая которое, получим

$$I_{эфф} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^{2\pi/3} \left( \frac{2I_{a-}}{3} \right)^2 d\omega t + \int_{2\pi/3}^{2\pi} \left( \frac{I_{a-}}{3} \right)^2 d\omega t \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_{a-}, \quad (14-42)$$

и полная мощность первичной обмотки

$$VA_I = \frac{3U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{2}I_{a-}}{3} = U_m I_{a-}. \quad (14-43)$$

Принимая во внимание, что на основании (14-33) при  $m = 3$ ,  $U_m = 1,21$ , получаем

$$VA_I = 1,21 U_{a-} I_{a-}.$$

В трехфазной однополупериодной схеме с индуктивной нагрузкой коэффициент использования первичной обмотки равен  $1/1,21 = 0,827$ .

Таким образом, рассмотренная выше методика анализа выпрямительных схем позволяет также определить характер тока в первичной обмотке и его эффективное значение.

### 14-13. Влияние реактивности трансформатора

Все полученные выше соотношения были выведены без учета влияния индуктивности рассеяния трансформатора. Физически это означает, что предполагалось будто бы имеется мгновенная коммутация тока между вентилями, т.е. в момент прекращения тока в одном из них следующий вентиль мгновенно переходит в проводящее состояние и ток через него будет сразу же равен установившемуся значению. Вследствие наличия индуктивности рассеяния  $L_s$  (рис. 14-25) ток в цепи каждого газотрона возникает несколько раньше момента прекращения тока предыдущего газотрона и боковые грани импульсов анодного тока вентиля будут несколько наклонены. Эти явления обусловлены возникновением противо-э.д.с. в интервале времени, когда происходит коммутация тока между вентилями. Полный ток в течение интервала коммутации стремится сохранить свою величину, вследствие чего по мере спада тока в одном газотроне происходит нарастание тока в другом газотроне. Перекрытие импульсов анодного тока газотронов, обуслов-

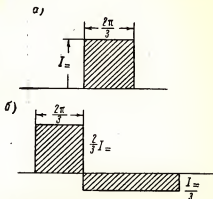


Рис. 14-24. Фазовые токи трехфазного однополупериодного выпрямителя с индуктивной нагрузкой во вторичных (а) и первичных (б) обмотках.

ленное индуктивностью рассеяния трансформатора, иллюстрируют осциллограммы (рис. 14-26).

В продолжение интервала коммутации тока индуктивная противо-э.д.с., возникающая в самоиндукции  $L_s$ , вычитается из напряжения трансформатора, что приводит к падению среднего выпрямленного напряжения на нагрузке по сравнению с ранее рассмотренными слу-

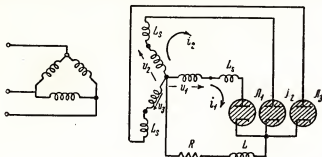


Рис. 14-25. Эквивалентная схема выпрямителя, учитывающая индуктивность рассеяния обмоток трансформатора.

чаями, когда индуктивностью  $L_s$  мы пренебрегали. Это означает также, что при наличии заметной индуктивности рассеяния  $L_s$  увеличивается внутреннее сопротивление выпрямителя. На рис. 14-27 показаны кривые изменения напряжений и токов на вентилях трехфазной выпрямительной схемы при наличии индуктивности рассеяния.

В течение времени, когда интервал проводимости газотрона  $J_1$ , включенного в рабочую — первую — фазу, еще не закончился, а газотрон  $J_2$ , включенный во вторую фазу, уже перешел в проводящее состояние, две данные фазы оказываются соединенными параллельно. Следовательно, в этих условиях должно выполняться уравнение

$$u_1 - L_s \frac{di_1}{dt} - u_{a1} = u_2 - L_s \frac{di_2}{dt} - u_{a2} = u_{\text{нагр}}. \quad (14-44)$$

Пренебрегая падением напряжения на газоразрядной лампе (т.е. считая приближенно  $U_0 = 0$ ), получим

$$u_1 - L_s \frac{di_1}{dt} = u_2 - L_s \frac{di_2}{dt}. \quad (14-45)$$

Как было установлено выше, при включении индуктивности в цепь нагрузки полный ток оказывается приблизительно постоянным. Поэтому в продолжение интервала коммутации будет справедливо приближенное уравнение

$$i_1 + i_2 \approx I_{\text{ам}},$$

откуда следует, что

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \approx 0,$$

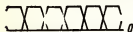


Рис. 14-26. Осциллограмма импульсов тока в индуктивной нагрузке шестифазного выпрямителя, иллюстрирующая их перекрытие.

и на основании (14-44):

$$u_1 + u_2 - L_s \left( \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \right) = 2u_{\text{нагр}}. \quad (14-46)$$

Используя (14-46), получим окончательно

$$u_{\text{нагр}} = \frac{u_1 + u_2}{2}, \quad (14-47)$$

т.е. в продолжение интервала коммутации тока напряжение на нагрузке будет в каждый данный момент времени равно среднему арифметиче-

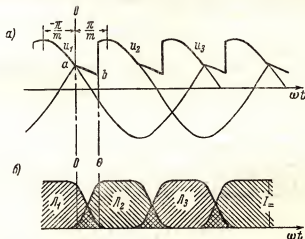


Рис. 14-27. Кривая напряжения одной из фаз  $m$ -фазного выпрямителя при наличии рассеяния в трансформаторе (а). Форма импульсов тока (видно их перекрытие в интервалах коммутации тока), (б).

скому из соответствующих мгновенных значений напряжения в двух работающих фазах. Участки кривой изменения напряжения на нагрузке, соответствующие интервалам перекрытия (рис. 14-27) импульсов тока, определены из этого условия.

Из (14-45) и (14-46) вытекает, что

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{u_1 - u_2}{2L_s}. \quad (14-48)$$

Если отсчет угла перекрытия импульсов тока начинать от момента, соответствующего точке пересечения кривых напряжения на 1- и 2-й фазе, выражения для мгновенных напряжений примут вид:

$$u_1 = U_m \cos(\omega t + \pi/m),$$

$$u_2 = U_m \cos(\omega t - \pi/m),$$

откуда после элементарных преобразований получим

$$u_1 - u_2 = -2U_m \sin \pi/m \sin \omega t \quad (14-49)$$

и (14-48) примет вид

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{U_m}{L_s} \sin \pi/m \sin \omega t. \quad (14-50)$$

После интегрирования уравнения (14-50) имеем

$$i_1 = \frac{U_m}{\omega L_s} \sin \pi/m \cos \omega t + A,$$

где  $\omega L_s$  — реактивное сопротивление индуктивности рассеяния одной фазы трансформатора на частоте напряжения сети.

Так как  $i_1 = I_{a-}$  при  $t = 0$ , то

$$A = I_{a-} - \frac{U_m}{\omega L_s} \sin \frac{\pi}{m}, \quad (14-51)$$

а уравнение тока в течение интервала коммутации принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_{a-} - \frac{U_m}{\omega L_s} \sin \pi/m (1 - \cos \omega t); \\ i_2 &\approx I_{a-} - i_1. \end{aligned} \right\} \quad (14-52)$$

Используя соотношение  $i_2 \approx I_{a-} = -i_1$ , можно найти ток вентиля  $L_2$  в этот же интервал времени.

Из-за наличия индуктивности рассеяния трансформатора среднее выпрямленное напряжение за время горения любого из вентилях уменьшается от

$$U_{a-} = U_m \left( \frac{m}{\pi} \right) \sin \left( \frac{\pi}{m} \right),$$

соответствующего случаю идеального  $m$ -фазного выпрямителя, в котором индуктивность рассеяния трансформатора отсутствует, до

$$U_{a-} = U_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} - \frac{m}{2\pi} \int_0^{\theta} (u_2 - u_{\text{нагр}}) d\omega t. \quad (14-53)$$

Учитывая (14-47), (14-48) и преобразуя подынтегральное выражение, получаем

$$\begin{aligned} U_{a-} &= U_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} + \frac{m}{2\pi} \int_0^{\theta} U_m \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t d\omega t = \\ &= U_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \left( 1 - \frac{1 - \cos \theta}{2} \right). \end{aligned} \quad (14-54)$$

Угол перекрытия импульсов тока может быть найден из условия  $i_a = I_{a-}$ , которое вытекает из (14-52) при  $t = 0$ .

$$1 - \cos \Theta = \frac{\omega L_s I_{a-}}{U_m \sin(\pi/m)}, \quad (14-55)$$

или

$$\Theta = \arccos \left[ 1 - \frac{\omega L_s I_{a-}}{U_m \sin(\pi/m)} \right]. \quad (14-56)$$

Подставляя (14-55) в (14-54), имеем

$$U_{a_{\text{ср}}} = U_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \left[ 1 - \frac{\omega L_s I_{a_{\text{ср}}}}{2 U_m \sin(\pi/m)} \right] = U_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} - \frac{m}{\pi} \cdot \frac{\omega L_s I_{a_{\text{ср}}}}{2}. \quad (14-57)$$

Таким образом, постоянное напряжение на выходе реального выпрямителя будет меньше, чем в идеальном случае, на величину, пропорциональную постоянному выпрямленному току и индуктивности рассеяния

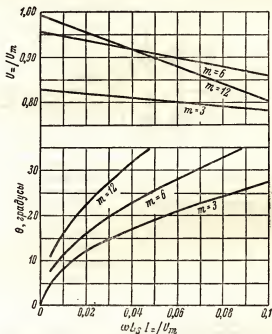


Рис. 14-28. Изменение относительного выпрямленного напряжения ( $U = /U_m$ ) и угла перекрытия импульсов анодного тока вентилей ( $\theta$ ) в зависимости от произведения тока нагрузки на реактивное сопротивление индуктивности рассеяния трансформатора.

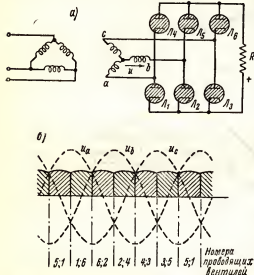
трансформатора, что следует непосредственно из (14-57). Угол перекрытия импульсов тока (рис. 14-28) может изменяться в пределах от 10 до 30°.

Полученные в данном разделе формулы будут справедливы, если в проводящем состоянии находится одновременно не более двух вентилей. Однако в практических условиях возможны случаи, когда в течение определенной части периода в проводящем состоянии будут находиться одновременно три вентили. Так, например, в 12-фазной схеме выпрямления при угле  $\theta = 30^\circ$  третий вентиль переходит в прово-

дящее состояние раньше, чем заканчивается интервал проводимости первого (и, естественно, второго) вентиля. Методика анализа подобных случаев не отличается от рассмотренной выше.

#### 14-14. Трехфазная мостовая схема выпрямления

На рис. 14-29 изображен трехфазный вариант мостовой схемы выпрямления; иногда называемой трехфазной двухполупериодной схемой. В каждой фазе вторичной обмотки трансформатора ток протекает в течение обоих полупериодов, благодаря чему коэффициент использования обмоток трансформатора в схеме будет весьма велик.



Из рис. 14-29, б следует, что каждый из газотронов, работающих в данной схеме, будет находиться в проводящем состоянии в течение  $60^\circ$  два раза за период, причем одновременно работают по два включенных последовательно газотрона.

Таким образом, в течение положительного полупериода фазы *a* вентиль  $L_1$  будет находиться в проводящем состоянии в продолжение  $120^\circ$ , но в первые  $60^\circ$  этого интервала он будет включен последовательно с вентилем  $L_5$ , на катоде которого в данный интервал периода будет наибольшее по абсолютной вели-

Рис. 14-29. Двухполупериодная трехфазная мостовая схема выпрямителя (а). Кривые фазовых напряжений и тока в нагрузке (б).

чине отрицательное напряжение (фаза *b*). В последующие же  $60^\circ$  вентиль  $L_2$  будет работать последовательно с вентилем  $L_6$ , на катоде которого отрицательное напряжение (фаза *c*) становится наибольшим.

В рассматриваемой выпрямительной схеме импульсы тока в нагрузке имеют такой же вид, как и в обычной шестифазной схеме выпрямления. Следовательно, для трехфазной мостовой схемы выпрямления будут справедливы все соотношения, полученные для шестифазного выпрямителя, кроме указанных ниже:

а) коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора здесь равен 0,95, тогда как в обычной шестифазной однополупериодной схеме он равняется 0,55;

б) отношение выпрямленного напряжения на выходе к напряжению вторичной обмотки  $U_{a_m}/U_m$  здесь  $\sqrt{3}$  раз больше, чем в шестифазной

схеме, так как напряжение нагрузки всегда равно сумме напряжений в двух смежных фазах, сдвинутых на  $120^\circ$ , т.е.  $U_{\text{н}} = 1,65 U_m$ ;

в) обратное напряжение, которое может быть определено из кривой напряжения на вентиллях, здесь  $1,732 U_m$ .

Рассматриваемая схема обычно используется в высоковольтных выпрямителях, т.е. в случаях, когда уменьшение выходного напряжения из-за падения напряжения на втором, последовательно включенном, вентиле будет незначительно. Так как токи, текущие во вторичных обмотках, не содержат постоянной составляющей, отпадают осложнения, связанные с подмагничиванием сердечника постоянной составляющей выпрямленного тока.

#### 14-15. Выпрямительные схемы с уравнительным реактором

Один из широко распространенных вариантов многофазных выпрямительных схем, изображенный на рис. 14-30, а, состоит из двух трехфазных схем, в которых фазовые напряжения смещены на  $60^\circ$  в нейтральные точки, соединенные с помощью уравнительного реактора. В этой схеме в любой момент времени в проводящем состоянии находятся два вентиля, по одному из каждой трехфазной группы (рис. 14-30, б). В нагрузке одновременно текут токи двух вентилях, в результате чего напряжение пульсаций будет иметь такую же форму и величину, как в обычных шестифазных выпрямителях.

Через уравнительный реактор, соединяющий нейтральные точки трехфазных групп, течет небольшой ток, величина и направление которого в каждый данный момент времени определяются разностью между мгновенными значениями напряжения в нейтральных точках. Полярность разности напряжений изменяется три раза за период, вследствие чего частота тока в уравнительном реакторе будет в три раза превышать частоту напряжения сети (рис. 14-30, в). Такую же частоту имеет и напряжение, индуктируемое в уравнительном реакторе. В каждый данный момент времени это напряжение, отсчитываемое от общей нейтральной точки, вычитается из наиболее высокого напряжения нейтральной точки той трехфазной группы, потенциал которой выше и суммируется с напряжением нейтральной точки другой трехфазной группы.

Таким образом, компенсируются высшие гармонические составляющие напряжения переменного тока, протекающие по обмоткам трансформатора, и коэффициент использования его вторичной и первичной обмоток возрастает.

В рассматриваемой схеме с уравнительным реактором коэффициенты использования вторичной и первичной обмоток трансформатора равны соответственно 0,95 и 0,67, тогда как в однополупериодной шестифазной схеме эти коэффициенты равняются 0,78 и 0,55. При отсутствии уравнительного реактора данная схема превращается в обычную шестифазную однополупериодную выпрямительную схему, в которой вторичные обмотки соединены звездой и каждый вентиль находится в проводящем состоянии в продолжение  $60^\circ$ . Рассматриваемая схема будет

работать как однополупериодная шестифазная и в том случае, если ток нагрузки меньше тока некоторого критического значения, определяемого намагничиванием уравнительного реактора, причем выходное напряжение возрастет примерно на 15% по сравнению с выходным напряжением в нормальном режиме работы схемы.

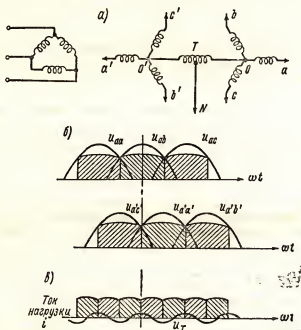


Рис. 14-30. Схема шестифазного выпрямителя с уравнительным реактором (а). Импульсы анодного тока газотронов (б). Тока в нагрузке и напряжения ( $U_R$ ) на уравнительном реакторе (в).

Когда нагрузка имеет индуктивный характер, ток в каждой половине уравнительного реактора равен половине тока нагрузки, поэтому эффективное значение его

$$I_{эфф} = 0,5 \cdot I_{ам}.$$

Напряжение на уравнительном реакторе равно разности напряжений в двух нейтральных точках, или

$$U_{анпл} = 0,5 U_m,$$

где  $U_m$  — амплитудное значение напряжения на одной из фаз вторичной обмотки.

Используя (14-23) и полагая  $m=6$ , получаем

$$U_{ам} = 0,826 U_m.$$



Габаритная мощность уравнительного реактора может быть определена из соотношения:

$$\text{Габаритная мощность} = \frac{U_{\text{ампл}} I_{\text{эфф}}}{\sqrt{2}} = \frac{0,5 U_m I_{a_m}}{\sqrt{2} 2} = 0,214 U_{a_m} I_{a_m}.$$

Постоянная составляющая тока в уравнительном реакторе отсутствует, на нем выделяются лишь переменные напряжения гармоник основной частоты.

Схема шестифазного варианта выпрямителя с уравнительными реакторами изображена на рис. 14-31, а. В ней используются два уравни-

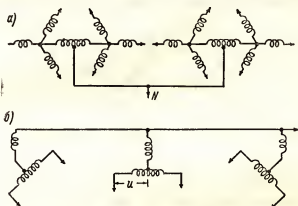


Рис. 14-31. Схема двенадцатифазного выпрямителя с двумя уравнительными реакторами (а). Шестифазный выпрямитель с трехфазным уравнительным реактором (б).

тельных реактора, средние точки которых включены параллельно.

На рис. 14-31, б, изображена схема выпрямителя с трехфазным уравнительным реактором, в которой интервал проводимости каждого вентиля увеличен до  $180^\circ$ . Здесь число коммутаций тока за период уменьшено, вследствие чего снижение выпрямленного напряжения, обусловленное индуктивностью рассеяния трансформатора, составляет всего  $4/9$  от соответствующего уменьшения выпрямленного напряжения в шестифазной схеме с двумя уравнительными реакторами. В данной схеме может быть применен трансформатор с увеличенной индуктивностью рассеяния, что в ряде случаев является желательным, так как при большой индуктивности рассеяния уменьшается амплитуда импульса анодного тока газоразрядных ламп и могут быть использованы вентили с малым отношением амплитуды тока в импульсе к среднему значению тока.

В большинстве реальных выпрямительных устройств используются различные варианты схем с уравнительными реакторами; интервал проводимости вентилях в подобных схемах близок к оптимальному, благодаря чему может быть получено максимально возможное значение коэффициента использования обмоток трансформатора и снижено число коммутаций тока за период.

## 14-16. Многофазные выпрямительные схемы типа «зигзаг»

Как ранее отмечалось, основным недостатком трехфазной однополупериодной схемы выпрямления является подмагничивание сердечника трансформатора постоянной составляющей выпрямленного тока. Подобные схемы выпрямления применяются очень редко.

Модификацией этой схемы, в которой подмагничивание сердечника трансформатора постоянной составляющей выпрямленного тока исключено, является трехфазная схема типа «зигзаг» (рис. 14-32, а). Вторичные обмотки трансформатора, находящиеся на одном керне сердечника,

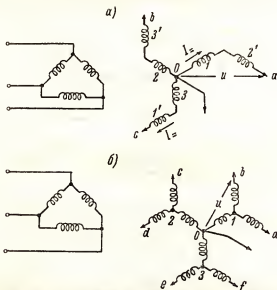


Рис. 14-32. Трехфазный выпрямитель, работающий по схеме типа «звезда-зигзаг» (а). Шестифазный выпрямитель, работающий по схеме типа «звезда-двойной зигзаг» (б).

расположены на приведенной схеме параллельно и отмечены одинаковыми цифрами. Таким образом на каждом керне сердечника имеются две обмотки, в которых постоянные составляющие выпрямленного тока текут в противоположном направлении, и потому постоянные магнитные поля в сердечнике, обусловленные каждым из этих токов, взаимно компенсируются. Так как анодное напряжение  $u$  снимается здесь с двух обмоток, напряжения которых сдвинуты по фазе на  $120^\circ$ , напряжение на каждой из обмоток должно быть равно  $0,575 u$ . Поэтому для получения заданного выходного напряжения необходим специальный трансформатор увеличенных габаритов, коэффициент использования обмоток которого будет понижен.

Однако устранение трудностей, связанных с подмагничиванием сердечника постоянной составляющей выпрямленного тока, и малое коли-

чество вентиля является столь значительным преимуществом данной схемы, что она часто используется в реальных выпрямительных устройствах.

Нередко используется шестифазный вариант схемы «зигзаг» (рис. 14-32, б). Три вторичные обмотки 0—1, 3e и 2d расположены на одном керне и питаются от одной первичной фазы. Одновременно с прохождением импульса тока по обмотке 0—1 проходят два импульса тока в обмотках 3e и 2d; аналогичные соотношения имеются и в иных обмотках, расположенных на одном керне. Обмотки 0—1, 0—2 и 0—3 должны быть рассчитаны на мощность, в 1,41 раз превышающую мощность каждой в отдельности обмоток 1a, 1b, 2c, 2d, 3c, 3f.

В рассматриваемой схеме коэффициент использования обмоток трансформатора выше, чем в трехфазном варианте схемы «зигзаг», и потому габариты трансформатора уменьшаются. Подмагничивание сердечника постоянным током здесь также устранено. Число фаз в подобных схемах может быть увеличено, для чего к точкам a, b, c, d, e и f должны быть присоединены дополнительные обмотки.

#### 14-17. Кремниевый управляемый выпрямитель (тринистор)

Управляемые кремниевые выпрямители — тринисторы, — разработанные в самые последние годы, представляют трехэлектродные полупроводниковые приборы, в которых, кроме двух основных электродов — анода и катода, — имеется третий, управляющий электрод.

При подаче на этот электрод небольшого (около нескольких вольт) напряжения и тока в несколько десятков миллиампер высокое сопротивление между анодом и катодом в прямом направлении уменьшается до незначительной величины и далее рассматриваемый прибор работает как обычный выпрямительный диод. Высокое пробивное напряжение в обратном направлении тринистора сохраняется и после пробоя.

Таким образом, по эксплуатационным характеристикам тринистор подобен тиратрону и позволяет при помощи очень малой мощности управлять значительной выпрямленной мощностью в анодной цепи прибора.

В одном из недавно выпущенных тринисторов управление выпрямленной мощностью в 6400 *вт* осуществляется мощностью в 0,026 *вт*, подводимой к управляющему электроду.

В другом, еще более мощном тринисторе, при отсутствии тока в цепи управляющего электрода пробивное напряжение в прямом и обратном направлении равняется 500 *в*.

С возрастанием тока в цепи управляющего электрода пробивное напряжение в обратном направлении остается неизменным, а в прямом направлении быстро падает, уменьшаясь до 5—7 *в* при токе 50 *ма*.

После завершения процесса пробоя падение напряжения на тринисторе уменьшается до 0,9—1,2 *в* при полном токе нагрузки, который для рассматриваемого прибора равняется 50 *а* при кратковременной работе и 25 *а* при длительной работе.

Стабильное падение напряжения (до 1 в) на открытом триносторе устанавливается уже при выпрямленном токе около сотых долей ампера, что обеспечивает высокий к.п.д. прибора.

Длительность процесса пробоя в триносторе составляет всего 0,8—1,5 мксек и длительность процесса полного восстановления высокого пробивного напряжения в прямом направлении—10—30 мксек; это позволяет использовать триностор в качестве быстродействующего бесконтактного переключателя.

Перспективной считается способность триносторов преобразовывать постоянный ток в переменный при высоком к.п.д. системы.

Предполагается, что в дальнейшем с развитием триносторов переключаемая и управляемая ими мощность может достигнуть десятков и сотен киловатт.

#### 14-18. Заключение

В данной главе было показано, что теоретическое значение к.п.д. различных схем выпрямления связано с их свойствами, определяющими форму импульсов тока в нагрузке. Когда выпрямитель имеет большое число фаз или работает на нагрузку индуктивного характера, теоретическое значение к.п.д. достигает 100%. Вследствие потерь в реальных выпрямительных устройствах к.п.д. уменьшается и обычно имеет порядок 90% и выше. Потери реальной выпрямительной схемы складываются из потерь: в сердечнике и обмотках трансформатора; в газоразрядной лампе; в соединительных проводах и шинах; во вспомогательном оборудовании, необходимом для обеспечения нормальной работы выпрямителя.

Типовая кривая зависимости к.п.д. выпрямителя от относительного значения мощности, потребляемой полезной нагрузкой, приведена

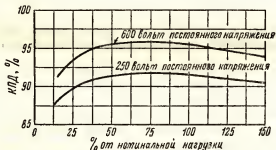


Рис. 14-33. Типовая кривая зависимости к.п.д. выпрямителя от тока в нагрузке.

на рис. 14-33. Из рассмотрения кривых вытекает, что к.п.д. выпрямителя не зависит от тока нагрузки при изменении последнего в пределах от одной четверти номинального значения до значений, превышающих номинальное на 20—50%. Напомним, что с уменьшением тока

нагрузки потери в газоразрядных вентилях уменьшаются, так как они прямо пропорциональны выпрямленному току. Потери в меди пропорциональны квадрату тока нагрузки; потери в железе малы и почти не зависят от нагрузки.

Потери во вспомогательных элементах схемы, большинство из которых не зависят от нагрузки, включают потери в дежурном разряде, если он используется; затраты мощности на приведение в действие вакуумных насосов и насосов системы водяного охлаждения; мощность, потребляемую в системе сигнализации и релейной защиты, и др.

Потери, определяющие разогрев охлаждающей воды, не включаются, так как они равны потерям в дуговом разряде вентили.

Так как постоянные потери в железе и во вспомогательном оборудовании малы, к.п.д. выпрямителя достаточно высок даже и при малых токах нагрузки. Возрастание потерь в обмотках трансформатора и в газоразрядных лампах приводит к уменьшению к.п.д. при чрезмерно больших токах нагрузки.

В низковольтных выпрямителях потери на газоразрядной лампе имеют больший удельный вес в общей энергетике выпрямителя, чем в высоковольтных устройствах, так как эти потери пропорциональны только току нагрузки. Поэтому к.п.д. выпрямителя, отдающего напряжение на выходе 250 в, при номинальном токе равен 91,6%, в то время как к.п.д. 600-вольтового выпрямителя равняется 96%, а при выходном напряжении 3000 в и более он может достигнуть 98%. К.п.д. выпрямителя уменьшается также вследствие затрат мощности на возбуждение трансформатора, на потери, обусловленные высшими гармоническими составляющими тока нагрузки, и на потери, обусловленные индуктивностью рассеяния трансформатора, причем при номинальной нагрузке последние особенно существенны.

Уменьшение выпрямленного напряжения при возрастании тока нагрузки может быть определено с помощью полученных выше уравнений. Рассматриваемое уменьшение выпрямленного напряжения происходит вследствие возрастания потерь на активном сопротивлении обмоток трансформатора и на его индуктивности рассеяния и увеличения потерь на газоразрядной лампе, а также при коммутации тока. Например, выходное напряжение многофазного выпрямителя, в котором вторичные обмотки трансформатора соединены звездой, может быть найдено из формулы

$$U_{a_m} = U_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} - \frac{m}{\pi} \cdot \frac{X I_{a_m}}{2} - \frac{P_m}{I_{a_m}} - U_0, \quad (14-58)$$

где  $X$  — реактивное сопротивление трансформатора, ом;

$P_m$  — мощность потерь в меди, вт;

$U_0$  — падение напряжения на газоразрядной лампе.

Обычное выходное постоянное напряжение уменьшается на 5—6% при изменении тока нагрузки от 20—30 до 100% номинального значения.

В шестифазной схеме с двумя уравнительными реакторами уменьшение выпрямленного напряжения с изменением тока нагрузки может

превысить указанную величину в случаях, когда минимальное значение тока нагрузки меньше, чем ток намагничивания, который обычно равен  $0,02—0,05$  от номинального значения тока нагрузки. При очень малых токах нагрузки рассматриваемая схема будет работать как обычная однополупериодная шестифазная схема, для которой  $U_{ам} = 0,955 U_m$ , тогда как в нормальном режиме работы данной схемы выпрямленное напряжение  $U_{ам} = 0,827 U_m$ , т.е. несколько меньше, но зато резко улучшается коэффициент использования первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Значительное изменение выходного напряжения на начальном участке нагрузочной характеристики (т.е. в области малых токов нагрузки) не будет иметь никакого значения, если минимальный ток нагрузки больше некоторого критического значения, при котором выпрямительная схема с уравнивающим реактором переходит из начального режима работы в другой, нормальный режим.

### Задачи

**14-1.** В однофазном двухполупериодном выпрямителе импульсы тока в нагрузке имеют вид, показанный на рис. 14-34, что обусловлено различным падением напряжения на вентильях.

Определить постоянную составляющую тока в нагрузке.

Определить мощность, рассеиваемую в сопротивлении нагрузки, равном  $25 \text{ ом}$ .

**14-2.** Газотрон используется в однофазном однополупериодном выпрямителе. Выходное напряжение выпрямителя должно быть равно  $50 \text{ в}$  при токе  $12 \text{ а}$ . Падение напряжения на газотроне  $12 \text{ в}$ .

Определить: а) эффективное напряжение вторичной обмотки трансформатора; б) амплитуду импульса анодного тока газотрона; в) к.п.д. выпрямителя; г) все составляющие входной мощности.

Дополнительно рассчитать и вычертить эпюры импульсов анодного тока газотрона и падения напряжения на нем.

**14-3.** В двухполупериодном выпрямителе работает двуханодный газотрон, для которого максимально допустимые значения тока в импульсе  $= 0,675 \text{ а}$  и средний выпрямленный ток  $= 0,225 \text{ а}$  на один диод. Падение напряжения на газотронах  $15 \text{ в}$ .

Требуется получить  $300 \text{ ма}$  постоянного тока при напряжении  $600 \text{ в}$ .

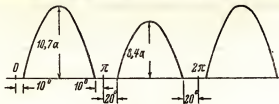


Рис. 14-34.

Определить: а) эффективное напряжение вторичной обмотки трансформатора; б) мощность переменного тока, потребляемую трансформатором; в) полную мощность потерь в газотронах; г) обратное напряжение на них.

**14-4.** Газотрон, для которого максимально допустимое значение тока в импульсе равно  $15 \text{ а}$ , и средний выпрямленный ток  $5 \text{ а}$  работает в однополупериодной схеме выпрямления, предназначенной для зарядки аккумулятора, имеющего напряжение  $12 \text{ в}$  и внутреннее сопротивление  $0,02 \text{ ом}$ . Выпрямитель питается от источника переменного тока, дающего эффективное напряжение  $24 \text{ в}$ .

Определить максимально возможный зарядный ток, при котором максимально допустимые значения импульсного и среднего тока газотрона не будут превышены.

Определить время заряда аккумулятора емкостью в 100 а. час при последовательно включенном сопротивлении, достаточном для ограничения импульсов анодного тока газотрона допустимыми для него значениями.

14-5. Определить ток в импульсе, средний ток и угол горения для газотрона, соответствующего условиям задачи 14-4, если полярность включения аккумулятора изменена на обратную.

14-6. Трансформатор позволяет получить 1000 в (эффektivных) на вторичной обмотке, имеющей средний вывод.

Определить отношение мощности постоянного тока, получаемой в двухполупериодной схеме выпрямления, к мощности, получаемой в выпрямителе, собранном по мостовой схеме при использовании того же трансформатора; падением напряжения на вентиллях пренебречь.

14-7. Вычислить теоретическое значение к.п.д. трехфазной однополупериодной схемы, пренебрегая падением напряжения на вентиллях и потерями в трансформаторе.

14-8. Шестифазный выпрямитель на газотронах с ртутным наполнением работает с трансформатором, первичные обмотки которого соединены треугольником, а вторичные — звездой. Напряжение первичной обмотки 230 в. Выпрямитель должен отдавать выпрямленное напряжение 600 в при токе 500 а.

Пренебрегая индуктивностью рассеяния трансформатора и полагая, что падение напряжения на каждом вентиле 20 в, определить: а) напряжения и токи во всех обмотках трансформатора; б) полную входную мощность трансформатора, если его к.п.д. равен 96,5%.

14-9. В трехфазном однополупериодном выпрямителе работает газотрон с ртутным наполнением, для которого максимально допустимый ток в импульсе 1800 а, средний ток 200 а и максимальное обратное напряжение 900 в.

Пренебрегая реактивностью трансформатора и падением напряжения на газотроне, определить максимальные значения постоянного тока и напряжения, которые могут быть получены в данном выпрямителе при активной нагрузке.

Определить мощность первичной и вторичной обмоток.

14-10. Определить отношение обратного напряжения на вентиллях, работающих в схеме, приведенной на рис. 14-32, б, к амплитуде  $U_m$  напряжения на одной из вторичных обмоток.

14-11. Определить отношение обратного напряжения к  $U_{ам}$  для шестифазной однополупериодной схемы, приведенной на рис. 14 21, а.

14-12. Определить условия максимума уравнения (14-38) и вычислить значение  $m$ , соответствующее максимальному значению коэффициента использования трансформатора.

14-13. Используя принцип построения схемы, указанной на рис. 14-32, б, начертить 12-фазную схему и определить, какое обратное напряжение будет в ней на вентиллях.

14-14. Спроектировать выпрямитель на 600 в, 200 кат, работающий по трехфазной схеме типа «зигзаг».

Пренебрегая реактивностью трансформатора и падением напряжения на вентиллях, определить: а) напряжение на вторичных обмотках трансформатора; б) коэффициент использования вторичных обмоток; в) мощности первичной и вторичной обмоток.

14-15. Определить коэффициент использования первичной и вторичной обмоток трансформатора, включенного в выпрямительную схему, показанную рис. 14-32, б, при работе выпрямителя на индуктивную нагрузку.

14-16. Ртутный вентиль имеет допустимое обратное напряжение 2500 в, ток в импульсе — 100 а и средний ток — 35 а.

Определить максимальную мощность постоянного тока, которую можно получить при использовании подобных вентилей в однофазной двухполупериодной схеме выпрямителя, в трехфазной схеме типа «зигзаг» и в трехфазной мостовой схеме, пренебрегая реактивностью трансформатора и падением напряжения на вентиллях.

14-17. Вычислить коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора, питающего выпрямительную схему, показанную на рис. 14-32, а, и сравнить

полученное значение с коэффициентом использования вторичной обмотки трансформатора в трехфазной однополупериодной схеме (рис. 14-18) при одном и том же выпрямленном напряжении  $U_{ам}$  в обоих случаях.

**14-18.** Шестифазный однополупериодный выпрямитель питает нагрузку постоянным током при напряжении 600 в и мощности 600 кет. Сопротивление рассеяния трансформатора, включенное последовательно с каждым вентилем, вызывает падение напряжения  $\omega L I_{ам}$ , равное 5% от  $U_m$ . Падение напряжения на каждом вентиле 15 в.

Определить эффективное значение напряжения вторичных обмоток.

Рассчитать уменьшение выпрямленного напряжения при переходе от режима холостого хода к режиму 100% номинальной нагрузки. Изменение выпрямленного напряжения выразить в процентах от напряжения в режиме холостого хода.

Вычислить полную мощность трансформатора.

**14-19.** Начертить кривую зависимости к.п.д. выпрямителя, соответствующего условиям задачи 14-18, от тока нагрузки при изменении последнего в пределах от нуля до 150% от номинального значения и условия, что потери в меди при полной нагрузке равны 10 кет, потери в железе — 7,5 кет, а мощность, потребляемая насосом системы водяного охлаждения, 2,5 кет.

**14-20.** Выпрямитель, схема которого приведена рис. 14-32, б, питает индуктивную нагрузку током 1000 а при напряжении 200 в.

Полагая, что падение напряжения на вентиле 15 в, определить требуемые напряжение и полную мощность всех обмоток трансформатора. Реактивностью трансформатора пренебречь.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Hull, A. W.: Gas-filled Thermionic Tubes, *Trans. AIEE*, 47: 753 (1928).
2. Marti, O. K., and H. Winograd: "Mercury Arc Power Rectifiers—Theory and Practice," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1930.
3. Cobine, J. D.: "Gaseous Conductors," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1941.
4. Winograd, H.: Development of the Excitron Rectifier, *Trans. AIEE*, 63: 969 (1944).
5. Jolley, L. B. W.: „Alternating-current Rectification and Allied Problems," 3d ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 1928.
6. Chin, P. T.: Gaseous Rectifier Circuits, *Electronics*, 18: 138 (April, 1945), 132 (May, 1945).



## ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

### УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ И ИНВЕРТЕРЫ

При наличии управляющей сетки в газоразрядной двухэлектродной лампе с накалившимся катодом можно управлять моментом возникновения дугового разряда, что открыло новые возможности бесконтактной регулировки выпрямленного тока большой мощности и стабилизации его величины.

Газоразрядные приборы с накалившимся катодом и управляющей сеткой, предложенные Ленгмюром и Халлом, называются тиратронами.

Несколько позднее Слепян разработал новое пусковое устройство для ртутной дуговой лампы с жидким катодом, принцип действия которого основан на использовании игнитронного эффекта, что позволило отказаться от медленно действующих механических пусковых устройств. Дуговая ртутная лампа с подобным пусковым устройством была названа игнитроном.

В то время как в тиратроне источником электронов, вызывающих ионизацию газового наполнения, служит накалившийся катод, в игнитроне для той же цели используется искра, возникающая в процессе зажигания в цепи пускового электрода. Между тиратроном и игнитроном имеется и еще одно принципиальное различие: в большинстве тиратронов сетка «запирает» лампу, т.е. предотвращает возникновение дугового разряда до определенного момента, а в игнитроне поджигающий электрод служит для зажигания дугового разряда в требуемый момент. В некоторых типах тиратронов, которые будут рассмотрены в следующем разделе, зажигание разряда происходит при подаче на сетку положительного пускового сигнала, что подобно условиям зажигания игнитрона.

Несмотря на указанные выше различия как тиратроны, так и игнитроны имеют одинаковое назначение — они подобно вакуумным лампам позволяют преобразовывать переменные напряжения и токи в постоянные и управлять последними. Благодаря весьма малому внутреннему сопротивлению газорезательных ламп, работающих в режиме дугового разряда, они работают с высоким к.п.д. и дают возможность получить очень большие выпрямленные токи, необходимые для питания постоянным током различных промышленных устройств.

## 15-1. Тиратроны

Для того чтобы управляющая сетка тиратрона могла управлять моментом зажигания дугового разряда, она должна возможно лучше экранировать катод от электрического поля анода. Поэтому анод и катод тиратрона располагают по различным сторонам сетки, имеющей вид металлического диска с несколькими мелкими отверстиями. Для улучшения экранирующего действия сетки сеточный диск сваривают с полым металлическим цилиндром, внутри которого располагается катод (рис. 15-1).

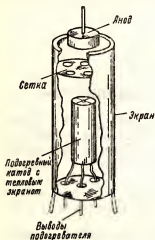


Рис. 15-1. Устройство тиратрона.

Обычно в тиратронах применяют оксидный катод с тепловым экраном, обеспечивающим уменьшение потерь на тепловое излучение.

При проектировании мощных тиратронов особое внимание уделяется надежности и прочности их конструкции, так как в большинстве случаев подобные тиратроны применяются в ответственных устройствах промышленного назначения, где внезапные выходы и отказы лампы могут привести к тяжелым последствиям.

Внешний вид тиратронов различной конструкции показан на рис. 15-2.

Управляющая сетка тиратрона работает следующим образом.

Когда сетка находится под достаточно большим отрицательным потенциалом относительно катода, действие положительного электрического поля анода нейтрализуется и эмиттируемые катодом электроны не получают ускорения, необходимого для ионизации газового наполнения тиратрона. При меньшем отрицательном напряжении на сетке анодное поле лампы способно сообщить некоторому количеству электронов ускорение, достаточное для ионизации газа. Возникающие положительные ионы направляются к отрицательно заряженной сетке и частично нейтрализуют ее поле вблизи отверстий сеточного диска, что позволяет большему количеству электронов пройти к аноду через данные отверстия и приобрести ускорение, достаточное для ионизации. Этот процесс развивается лавинно до тех пор, пока не возникнет дуговой разряд в ионизированном промежутке между анодом и катодом. Величина напряжения на сетке, при котором возникает дуговой разряд, зависит от состава и давления газового наполнения, от конструкции тиратрона и от напряжения на его аноде.

После возникновения процесса ионизации положительные ионы притягиваются к сетке и образуют «ионный чехол» вокруг отверстий сеточного диска. Линии электрического поля отрицательно заряженной сетки заканчиваются на облегающей ее ионной оболочке; электрическое поле сетки после возникновения дугового разряда полностью

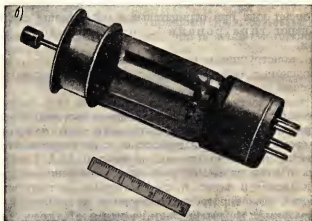


Рис. 15-2. Тиратроны различных типов (а). Тиратрон новой конструкции (1 выпр. 6,4 а), (б).

нейтрализуется и управляющее действие сетки исчезает. Изменение напряжения на сетке в этих условиях приводит только к изменению числа обволакивающих ее ионов, т.е. к изменению толщины ионной оболочки, что не влияет на величину анодного тока тиратрона.

Таким образом, после возникновения разряда сетка перестает управлять величиной анодного тока и не может прекратить возникший в лампе разряд. После зажигания разряда величина анодного тока тиратрона определяется только величиной нагрузочного сопротивления и не меняется с изменением напряжения по сетке. Разряд тиратрона погаснет только тогда, когда будет выключено положительное анодное напряжение.

В вакуумных лампах с изменением напряжения на сетке величина анодного тока почти мгновенно меняется, в газоразрядном триоде же (тиратроне) напряжение на сетке только определяет момент зажигания разряда.

Когда на сетке имеется отрицательное напряжение и разряд еще не возник, через тиратрон течет небольшой электронный ток, причем часть электронов, имеющих энергию, достаточную для преодоления отталкивающего действия отрицательного поля сетки, падает на нее и образует электронный сеточный ток. С началом ионизации сеточный ток меняет направление, что происходит вследствие попадания на сетку положительных ионов. Для ограничения ионного тока сетки в ее цепь включают достаточно большое внешнее сопротивление.

Если сеточный диск имеет очень маленькие отверстия, экранирующее действие сетки будет столь велико, что для возникновения разряда на сетку необходимо подавать небольшое положительное напряжение. Поэтому лампы подобной конструкции называются тиратронами с положительной областью зажигания. Если же отверстия в сеточном диске достаточно велики или же вместо нескольких малых отверстий в центре сеточного диска имеется одно большое отверстие, разряд возникает уже при отрицательном напряжении сетки, и такие лампы называют тиратронами с отрицательной областью зажигания.

Тиратрон, конструкция которого показана на рис. 15-1, имеет положительные пусковые характеристики, т.е. зажигается при положительном напряжении на сетке.

Кривые зависимости напряжения зажигания (т.е. напряжения на сетке, при котором происходит возникновение разряда) от напряжения на аноде тиратрона называются пусковыми характеристиками. Подобные характеристики для тиратронов с положительной и отрицательной областью зажигания приведены на рис. 15-3, а и б. Для ламп, наполненных парами ртути, напряжение зажигания довольно сильно зависит от давления в лампе, и, следовательно, от температуры окружающей среды. Для тиратронов с ртутным напряжением даются не отдельные пусковые характеристики, а целая область пусковых характеристик, ограниченная кривыми, соответствующими наибольшей и наименьшей, допустимой для данной лампы, температуре окружающей среды, что необходимо учитывать при проектировании схемы с ртутными тиратронами.

В тиратронах, наполненных инертным газом, давление в лампе очень слабо зависит от температуры и пусковая область имеет вид очень узкой полосы или даже одной кривой.

В лампах с отрицательной пусковой областью сеточное напряжение включается для предотвращения зажигания; в лампе с положительной пусковой областью включение сеточного напряжения вызывает зажи-

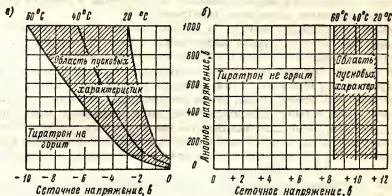


Рис. 15-3. Пусковые характеристики: а — тиратрон с отрицательным пусковым напряжением; б — тиратрон с положительным пусковым напряжением.

гание разряда. Лампы с положительной пусковой областью применяются часто в случаях, когда требуется особо надежная защита тиратрона при различных авариях и неполадках в схеме, например, при обрыве сеточной цепи или при выходе из строя источника напряжения, питающего сетку тиратрона.

Тиратрон дает возможность управлять значительными мощностями выпрямленного тока в анодной цепи при помощи ничтожно малой мощности, затрачиваемой в цепи его сетки.

## 15-2. Время ионизации и деионизации газоразрядных приборов

Время развития лавинообразного процесса ионизации в тиратронах обычно равно 0,1—10 мсек. Величина его зависит от длины свободного пути ионов, от типа и давления газа и др. В некоторых специальных устройствах это время используется для получения задержки сигнала в выходной цепи тиратрона по отношению к сигналу в его входной цепи.

Во многих областях применения тиратронов важным параметром является время деионизации, т.е. время, в течение которого все ионы рекомбинируют и газ приходит в нормальное неионизированное состояние. При использовании тиратрона для выпрямления переменного напряжения необходимо, чтобы сетка тиратрона восстанавливала способность управлять моментом зажигания за время, равное длитель-

ности отрицательного полупериода анодного напряжения. Следовательно, длительность процесса деионизации не должна превосходить длительности одного полупериода переменного напряжения. Это требование и определяет наибольшее значение частоты переменного напряжения, при которой сетка в тиратроне еще сохраняет свое управляющее действие. Иначе ионная оболочка сетки не успеет рассосаться к началу следующего положительного полупериода и сетка не сможет управлять моментом зажигания тиратрона.

Время деионизации зависит от формы, взаимного расположения и площади рабочей поверхности электродов, от тока, проходившего через тиратрон в течение интервала проводимости, от напряжения на электродах в течение отрицательного полупериода, от температуры окружающей среды и др. При повышении давления наполнения, имеющем место при возрастании температуры, время деионизации увеличивается. Высокое же отрицательное напряжение на аноде тиратрона способствует уменьшению времени деионизации, так как возрастает скорость движения положительных ионов к катоду, при падении на который они рекомбинируют. Для ртутных тиратронов время деионизации обычно лежит в пределах от 10 до 1000 мксек.

Для получения коротких импульсов большого тока были разработаны тиратроны с водородным наполнением. В лампах этого типа, благодаря наличию в объеме лампы только легких ионов водорода, время ионизации уменьшено до 0,1 мксек и время деионизации до 5-10 мксек.

### 15-3. Сеточные токи тиратронов

Как было указано выше, до момента зажигания тиратрона в сеточной цепи течет очень малый электронный ток. После зажигания разряда полярность сеточного тока изменяется и величина его резко возрастает, причем при отсутствии соответствующего ограничивающего сопротивления ток сетки может достигнуть нескольких ампер. Характер изменения сеточного тока при зажигании тиратрона иллюстрируют кривые, приведенные на рис. 15-4, и осциллограммы, показанные на рис. 15-5. На последних особенно отчетливо видно возрастание электронного тока сетки перед самым моментом возникновения дугового разряда, когда положительное напряжение на аноде тиратрона увеличивается. Изменение направления сеточного тока тиратрона в момент зажигания происходит вследствие появления во внутреннем объеме лампы положительных ионов. После окончания положительного полупериода анодного напряжения сеточный ток становится неустойчивым и в цепи сетки могут возникнуть затухающие колебания.

Тиратрон нельзя включать при отсутствии сеточного сопротивления достаточной величины, так как после возникновения разряда ионный ток сетки может настолько возрасти, что вывод сетки перегорит или сама сетка будет повреждена, а лампа погибнет.

Если в сеточную цепь включено слишком большое сопротивление, то и при малом электронном токе падение напряжения на этом сопротивлении, а следовательно и отрицательное напряжение на сетке, будут

столь велики, что зажигания тиратрона не произойдет даже при максимальном положительном значении анодного напряжения.

Поэтому для каждого типа тиратрона в паспорте обычно указывается рекомендуемое значение сеточного сопротивления.

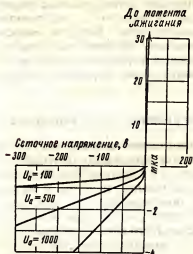


Рис. 15-4. Характеристика сеточного тока тиратрона (до его зажигания).

Если пусковой сигнал подается на сетку тиратрона от источника с очень большим выходным сопротивлением, например от фотоэлемента, необходимо использовать тиратроны такого типа, в которых электрон-

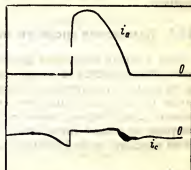


Рис. 15-5. Осциллограммы анодного и сеточного токов тиратрона.

ный ток сетки, текущий при отсутствии разряда, имеет возможно меньшее значение. Подобные тиратроны имеют дополнительную экранирующую сетку, что рассмотрено ниже.

#### 15-4. Тиратрон с экранирующей сеткой

Для уменьшения электронного тока сетки используются два пути: уменьшение ее площади и экранирование, причем нередко оба пути используются одновременно. Конструкция тиратрона с экранирующей сеткой показана схематически на рис. 15-6. Экранирующая сетка изолирована от управляющей и может быть соединена с катодом или же, если это необходимо, может находиться под отрицательным или положительным напряжением. Управляющая сетка такого тиратрона имеет вид кольца или гильзы и устанавливается на пути электронов, летящих к аноду. При отсутствии разряда большая часть эмиттируемых катодом электронов попадает на экранирующую сетку, благодаря чему электронный ток управляющей сетки резко уменьшается. В подобных лампах в цепь управляющей сетки можно включать

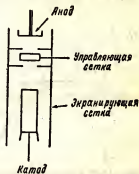


Рис. 15-6. Разрез тиратрона с экранирующей сеткой.

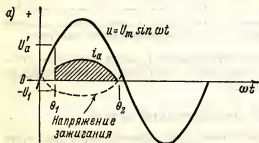


сопротивление до 10—100 *Мом*, что позволяет использовать для запуска тиратрона высокоомный источник пускового сигнала малой мощности.

Регулируя постоянное напряжение на экранирующей сетке, можно перемещать пусковые характеристики тиратрона, причем с увеличением положительного напряжения на экранирующей сетке пусковые характеристики смещаются в отрицательную область и с увеличением отрицательного напряжения — в положительную. Входная емкость газоразрядного тетрода может быть уменьшена до долей пикофарады, вследствие чего входной импеданс подобных тиратронов будет велик и для зажигания их можно использовать очень короткие входные импульсы.

### 15-5. Изменения среднего значения анодного тока тиратрона

Если к аноду тиратрона приложено переменное напряжение, разряд в нем прекращается в конце каждого положительного полупериода, и в течение отрицательных полупериодов идет процесс рекомбинации, причем сетка восстанавливает свои управляющие свойства к началу каждого следующего положительного полупериода. Так как сетка тиратрона не может управлять током во время разряда, при ее помощи можно изменять только среднее значение анодного тока путем изменения момента зажигания разряда.



Если переменное анодное напряжение синусоидально (рис. 15-7, а), напряжение зажигания на сетке при каждом данном мгновенном значении анодного напряжения можно найти из характеристик тиратрона.

При напряжении на сетке, равном  $U_1$ , зажигание тиратрона произойдет в момент  $\Theta_1$ , после чего сетка теряет управляющие свойства, и тиратрон будет находиться в проводящем состоянии до того момента положительного полупериода ( $\Theta_2$ ), когда напряжение на аноде станет меньше значения, необходимого для горения разряда.

Если отрицательное напряжение на сетке увеличить, тиратрон зажжется несколько позже момента  $\Theta_1$ , а погаснет снова в



Рис. 15-7. Синусоидальное входное напряжение и анодный ток тиратрона (угол зажигания равен  $\Theta_1$ ), (а). Изменение напряжения на аноде тиратрона за период входного напряжения (б).



момент  $\Theta_2$ . Таким образом, изменяя постоянное напряжение на сетке, можно изменять длительность импульса анодного тока, благодаря чему изменяется и среднее значение анодного тока.

На осциллограмме, приведенной на рис. 15-8, показаны импульсы анодного тока тиратрона, зажигание которого происходит в момент периода, соответствующий  $\Theta_1 = 70^\circ$ . При достаточно большом отрицательном напряжении на сетке, превышающем напряжение зажигания при амплитудном значении положительной полуволны анодного напряжения, разряд в тиратроне вообще не может возникнуть.

Анодный ток тиратрона при питании его переменным напряжением может быть описан уравнением

$$i_a = \frac{U_m \sin \omega t - U_0}{R}, \quad (15-1)$$

где  $U_0$  — падение напряжения на горячей лампе.

Момент зажигания можно найти определив из кривой зажигания, приведенной на рис. 15-3, анодное напряжение  $U_a$ , соответствующее заданному значению постоянного напряжения на сетке  $U_1$ . Из очевидных соображений имеем

$$\Theta_1 = \arcsin \frac{U_a}{U_m}. \quad (15-2)$$

В момент  $\Theta_1$  напряжение на аноде тиратрона скачком понижается до значения, соответствующего падению напряжения на горячей лампе, причем в случаях, когда нагрузка не содержит индуктивности, мгновенное значение анодного тока будет равно  $\left( \frac{U_a - U_0}{R} \right)$ , где  $R$  — сопротивление активной нагрузки.

Так как в момент  $\Theta_1$  сетка теряет управляющие свойства, после возникновения разряда тиратрон по своим свойствам не отличается от газоразрядного диода — газотрона; тиратрон будет оставаться в проводящем состоянии до момента  $\Theta_2$ , когда  $U_m \sin \Theta_2 - U_0 = 0$ , т.е. когда числитель уравнения (15-1) обращается в нуль. Следовательно, момент прекращения разряда определяется уравнением

$$\Theta_2 = \pi - \arcsin \frac{U_0}{U_m}, \quad (15-3)$$

которое справедливо в случае, когда нагрузка чисто активна. Случай, когда нагрузка имеет индуктивный характер, будет рассмотрен в разделе 15-13.

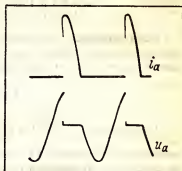


Рис. 15-8. Осциллограммы напряжения и тока тиратрона (момент зажигания —  $70^\circ$ ).

Постоянная составляющая анодного тока при данной форме импульса может быть вычислена путем, аналогичным рассмотренному в главе 14:

$$I_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} \frac{U_m \sin \omega t - U_0}{R} d\omega t =$$

$$= \frac{U_m}{2\pi R} \left[ \sqrt{1 - \left(\frac{U_0}{U_m}\right)^2} + \cos \Theta_2 - \frac{U_0}{U_m} (\Theta_2 - \Theta_1) \right]. \quad (15-4)$$

Если падение напряжения на тиратроне  $U_0$  пренебрежимо мало по сравнению с амплитудой переменного напряжения  $U_m$ , это уравнение упрощается и приобретает вид

$$I_m \approx \frac{U_m}{\pi R} \cdot \frac{1 + \cos \Theta_1}{2}. \quad (15-5)$$

Множитель  $\frac{1 + \cos \Theta_1}{2}$  в уравнении (15-5) выражает влияние момента зажигания тиратрона (а следовательно и напряжения на его сетке) на величину постоянной составляющей выпрямленного тока.

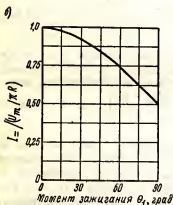
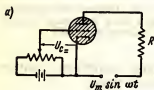


Рис. 15-9. Схема для регулировки выпрямленного тока тиратрона посредством изменения постоянного напряжения на сетке (а). Изменение выпрямленного тока тиратрона в зависимости от момента зажигания (падение напряжения на тиратроне не учитывается), (б).

Именно таким образом можно управлять выпрямленным током в анодной цепи тиратрона, изменяя постоянное напряжение на его сетке. Подобные схемы управления потребляют малую мощность и обеспечивают получение плавного или ступенчатого изменения постоянной составляющей анодного тока. Одна из простейших схем этого типа показана на рис. 15-9, а. Величина напряжения смещения, необходимого для получения заданного выпрямленного тока, может быть определена из кривых, подобных приведенным на рис. 15-7. Если напряжение на сетке  $u_c$  более отрицательно, чем любая точка кривой зажигания для тиратрона выбранного типа, то за все время положительного полупериода зажигания тиратрона не произойдет. Если сетка имеет менее отрицательный потенциал, чем указано выше, момент зажигания определяется точкой пересечения прямой, соответствующей каждому данному значению сеточного напряжения, с кривой зажигания. Очевидно, что эта точка может находиться или левее максимума кривой  $u_a = U_m \sin \omega t$  или при  $u_a = U_m$ ; момент зажигания тиратрона  $\Theta_1$  будет меньше или равен  $\pi/2$ .

Таким образом, рассматриваемая схема управления позволяет получить изменение постоянной составляющей анодного тока от максимального значения, равного  $U_m/\pi R$ , до половины этой величины. Кривая зависимости  $I_m = f(Q_1)$  приведена на рис. 15-9, б.

В ртутных тиристорах расположение и форма кривой зажигания несколько изменяются с изменением температуры окружающей среды. Поэтому, если момент зажигания, определяемый из исходной кривой зажигания, близок к  $\pi/2$ , при небольшом изменении температуры тиристор может не зажечься и все время будет оставаться в непроводящем состоянии, или же зажигание тиристора будет происходить в различные моменты периода, что приведет к нестабильности выпрямленного тока.

Итак, рассмотренная схема имеет два существенных недостатка: во-первых, момент зажигания тиристора здесь нестабилен, и, во-вторых, возможные пределы изменения выпрямленного тока невелики.

Подобные схемы, как правило, применяются только в случаях, когда при переходе тиристора из непроводящего в проводящее состояние напряжение на сетке изменяется скачком на достаточно большую величину и стабильность выпрямленного тока в анодной цепи тиристора не имеет существенного значения, а важно только четко различать проводящее состояние тиристора от непроводящего.

Несколько иных, более совершенных, схем управления моментом зажигания тиристора будет рассмотрено в следующих разделах, где также будет проведен количественный анализ основных энергетических и эксплуатационных показателей этих схем.

#### **15-6. Управление выпрямленным током тиристора посредством изменения сдвига фазы переменного напряжения на сетке**

Если вместо постоянного напряжения на сетку тиристора подать переменное напряжение, фазу которого можно регулировать, то при соответствующем выборе амплитуды и фазы сетевого напряжения можно обеспечить зажигание тиристора в любой момент положительного полупериода анодного напряжения. Это позволит изменять постоянную составляющую анодного тока от нуля до максимальной величины, что иллюстрирует кривая, приведенная на рис. 15-10, которая построена соответственно уравнению (15-5) для чисто активной нагрузки.

Если амплитуда переменного напряжения на сетке достаточно велика по сравнению с напряжением зажигания, кривая сетевого напряжения пересечет линию зажигания под большим углом, благодаря чему момент периода, в который происходит зажигание (т.е. момент, соответствующий  $\theta_1$ ) будет точно фиксирован. При этом угол  $\theta_1$  будет близок к углу фазового сдвига  $\theta$  между анодным и сеточным напряжениями (рис. 15-11). Отсюда вытекает, что в подобной схеме напряжение зажигания при всех значениях анодного напряжения можно считать приближенно равным нулю, причем в подавляющем большинстве случаев погрешность, вносимая этим приближением, будет пренебрежимо мала.

При достаточно большом по амплитуде переменном управляющем напряжении пересечение соответствующей ему кривой с кривой зажигания происходит под большим углом. Случайные изменения формы и расположения кривой зажигания, обусловленные, например, изменением температуры ртутного тиратрона, будут мало влиять на момент его зажигания.

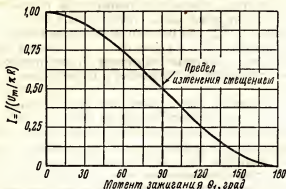


Рис. 15-10. Кривая изменения среднего значения анодного тока при чисто активной нагрузке (см. уравнение (15-5), падение напряжения на лампе пренебрежимо мало).

Таким образом, управление выпрямленным током тиратрона посредством изменения сдвига фазы переменного сетевого напряжения

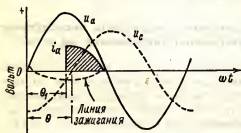


Рис. 15-11. Управление изменением сдвига фазы при опережении сеточным напряжением анодного на угол  $\Theta \approx 100^\circ$ .

обеспечивает достаточную стабильность момента зажигания и позволяет изменять выпрямленный ток от 0 до максимально возможного значения, что нельзя получить при управлении выпрямленным током путем изменения постоянного напряжения на сетке тиратрона.

Описанный выше метод управления выпрямленным током был предложен в 1928 году французским инженером

Тулоном. Основные схемы фазосдвигающего устройства, включаемого в цепь сетки, рассмотрены ниже.

### 15-7. Комбинированное управление выпрямленным током тиратрона путем изменения напряжения смещения в фиксированного сдвига фазы переменного напряжения на сетке

Пределы изменения выпрямленного тока тиратрона в схеме с регулируемым напряжением смещения можно значительно расширить, если на сетку тиратрона, кроме постоянного напряжения смещения, подать

переменное напряжение, имеющее постоянный сдвиг фазы относительно анодного напряжения.

В схеме, показанной на рис. 15-12, а, переменная составляющая сеточного напряжения, благодаря включению сопротивления  $R_T$  последовательно с первичной обмоткой сеточного трансформатора  $T$ , сдвинута по фазе относительно анодного напряжения на угол, близкий  $90^\circ$ .

Из рис. 15-12, б следует, что при изменении постоянного напряжения на сетке  $U_c$  осевая линия переменного управляющего напряжения на сетке перемещается (вверх или вниз), в результате чего точка пересечения кривой  $u_c$  с линией зажигания, а следовательно и момент зажигания тиратрона, может перемещаться в пределах почти всего положительного полупериода переменного анодного напряжения. Крутизна кривой переменного управляющего напряжения в точке пересечения с кривой зажигания будет велика и потому угол зажигания не зависит ни от температуры лампы и других случайных факторов, ни от амплитуды управляющего напряжения. При анализе этой схемы обычно полагают, что линия зажигания совпадает с нулевой осью переменного анодного напряжения; как уже говорилось выше, это допущение не

приводит к сколь-нибудь существенным погрешностям. Таким образом, при приближенном анализе считают, что зажигание тиратрона происходит в момент, соответствующий точке пересечения кривой  $u_c$  с нулевой осью, когда мгновенное напряжение на сетке равно нулю.

Для предотвращения неуправляемых зажиганий тиратрона при случайных всплесках анодного напряжения, между катодом и сеткой тиратрона рекомендуется включать конденсатор  $C_c$ , величина которого обычно примерно равна  $100 \text{ нф}$ . При отсутствии этого конденсатора случайный импульс анодного напряжения через емкость между анодом и сеткой тиратрона передается на сетку и тиратрон может зажечься. Если же с помощью конденсатора  $C_c$  искусственно увеличивается емкость промежутка сетка—катод, образуется емкостной делитель напряжения, состоящий из  $C_{\text{вк}} + (C_{\text{ск}} + C_c)$ , где емкостное сопротивление участка  $(C_{\text{ск}} + C_c)$  будет очень мало по сравнению с емкостным сопротив-

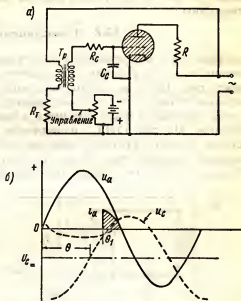


Рис. 15-12. Комбинированное управление изменением смещения и фазы (а). Кривые для случая комбинированного управления (б).

лением первого участка и случайные импульсы анодного напряжения создадут на сетке тиратрона импульсы очень малой амплитуды, не способные вызвать его зажигание.

Рассмотренную выше схему рекомендуется использовать в случаях, когда для управления зажиганием тиратрона применяются устройства с вакуумными лампами, так как с их помощью нетрудно осуществить плавную регулировку напряжения смещения, подаваемого на сетку тиратрона.

### 15-8. Фазосдвигающие мосты

Простой и надежной схемой регулировки фазы переменного напряжения на сетке, управляющего зажиганием, является фазосдвигающий мост (рис. 15-13, а). Если на концах обмоток трансформатора, отмеченных точками, имеется напряжение одинаковой полярности, напряжение на точке А моста находится в фазе с переменным анодным напряжением. На рис. 15-13, б напряжение между точками С и А соответствует диаметру круговой диаграммы. Если  $Z_1=R$  и  $Z_2=-j/\omega C$ , то векторы напряжений  $IR$  и  $IX_C$  будут сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ . Учитывая, что на концах цепочки  $Z_1 Z_2$ , соединенных с точками А

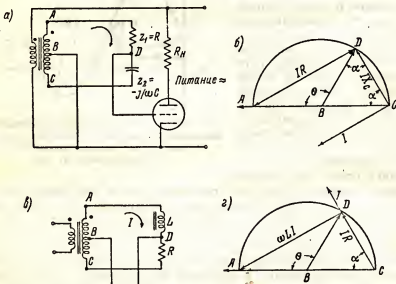


Рис. 15-13. Фазосдвигающие мосты.

и С, напряжение будет равно  $U_{AC}$ , заключаем, что при любых изменениях величины  $Z_1$  и  $Z_2$  напряжение в точке D будет равно  $\sqrt{(IR)^2 + (IX)^2}$  и сама точка D будет скользить по окружности круговой диаграммы, построенной на диаметре CA. Вектор BD соответствует напряжению, действующему между катодом и сеткой тиратрона.

Это напряжение имеет постоянную амплитуду, соответствующую радиусу круговой диаграммы, и опережает входное напряжение моста на угол  $\Theta$ . Изменение сопротивления  $R$ , или емкости конденсатора  $C$  и, следовательно  $X_c$ , приводит к изменению фазы выходного напряжения моста от  $\Theta = 0^\circ$  при  $R = 0$  до  $\Theta = 180^\circ$  при  $R = \infty$ .

Учитывая, что стороны  $BD$  и  $CD$  треугольника  $BCD$  равны радиусу векторной диаграммы, заключаем, что данный треугольник является равнобедренным, поэтому

$$\Theta + (180^\circ - 2\alpha) = 180^\circ,$$

откуда

$$\Theta = 2\alpha = 2 \arctg \frac{Z_1}{Z_2} = 2 \arctg \omega CR, \quad (15-6)$$

что будет справедливо только для фазосдвигающей цепочки, состоящей из активного сопротивления и емкости.

Для фазосдвигающей цепочки иного типа, в которой  $Z_1 = j\omega L$ , а  $Z_2 = R$ , круговая диаграмма имеет вид, указанный на рис. 15-13, з. Здесь вектор  $AD = \omega LI$  и вектор  $DC = IR$ .

Можно показать, что в данной схеме сдвиг фазы выходного напряжения относительно входного

$$\Theta = 2 \arctg \frac{Z_1}{Z_2} = 2 \arctg \frac{\omega L}{R}. \quad (15-7)$$

Схемы подобного типа (рис. 15-13, в) применяются довольно часто, так как при обычных частотах, питающих напряжения, сравнительно несложно сконструировать дроссель, имеющий нужную индуктивность. Необходимо отметить, что с помощью рассмотренных выше схем в реальных условиях нельзя обеспечить регулировку сдвига фазы от 0 до  $180^\circ$  (практически невозможно менять величины  $L$ ,  $R$  или  $C$  от 0 до  $\infty$ ).

Уравнения (15-6) и (15-7), определяющие угол  $\Theta$ , были выведены при допущении, что шунтирующее действие цепи сетка — катод самого тиратрона пренебрежимо мало, т.е. что в сеточной цепи тиратрона течет пренебрежимо малый ток, что обычно и имеет место до момента зажигания. После возникновения разряда угол сдвига фазы и форма кривой сеточного напряжения могут измениться вследствие увеличения сеточного тока, однако теперь это уже не будет влиять на работу тиратрона.

Полная схема устройства для управления моментом зажигания тиратронов посредством фазосдвигающего моста показана на рис. 15-14. В ней элементом, регулирующим фазу, является переменное сопротивление  $R$ . Клеммы первичных и вторичных обмоток трансформаторов  $T_1$  и  $T_2$ , имеющие одинаковую полярность, отмечены точками. Регулирование выпрямленного тока в нагрузке осуществляется изменением величины сопротивления  $R$ . Подобные схемы часто используются для регулирования напряжения в осветительных сетях.

Если регулировка выпрямленного тока производится при помощи переменной индуктивности  $L$ , может быть использован дроссель с подвижным сердечником. Сигнал управления выпрямленным током

в этом случае вводится в устройство, обеспечивающее требуемое механическое перемещение сердечника. В случаях, когда сигнал управления выпрямленным током в полезной нагрузке представляет некоторое

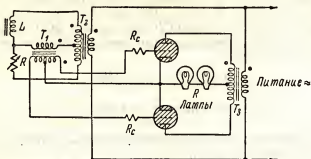


Рис. 15-14. Схема управления тиратроном с индуктивным фазосдвигающим мостом (полярность напряжений на обмотках указана точками).

изменение управляющего тока или напряжения, более целесообразно использовать в качестве переменной индуктивности дроссель насыщения, не имеющий механически перемещаемых элементов.

### 15-9. Схемы управления с дросселем насыщения

Дроссель насыщения представляет собой катушку с железом, индуктивность которой меняется с изменением величины постоянного тока подмагничивания. Из рассмотрения рис. 15-15 следует, что в подобном дросселе постоянный ток подмагничивания протекает в обмотке  $N_3$ , намотанной на среднем стержне Ш-образного сердечника. Две обмотки переменного тока  $N_1$  и  $N_2$ , намотанные на крайних стержнях, включены таким образом, что создаваемые ими потоки складываются в ярме сердечника. Хотя на схеме показано последовательное соединение обмоток, они могут быть также включены и параллельно, однако при неполной их идентичности между ними будет протекать дополнительный уравнивающий ток.

Потоки, создаваемые обмотками переменного тока, имеют противоположное напряжение в среднем стержне сердечника и потому не вызывают появления переменной составляющей в обмотке  $N_3$  при условии, что обмотки  $N_1$  и  $N_2$  и соответствующие стержни идентичны. Так как обмотка  $N_3$  может иметь большое число витков, что необходимо для получения нужного потока подмагничивания в случае, когда управляющий постоянный ток мал, нельзя допускать появления значительного переменного напряжения на данной обмотке.

При отсутствии постоянного тока подмагничивания режим работы дросселя характеризуется кривой  $I$ , приведенной на рис. 15-15, в. Переменный ток  $I_m$  создает намагничивающую силу, равную  $(N_1 + N_2)I_m = NI_m$ , и по кривой намагничивания можно найти значение магнит-



ного потока  $\Phi$ , в сердечнике при каждом данном мгновенном значении переменного тока. Рассматриваемый участок кривой подмагничивания имеет большую крутизну, благодаря чему изменения магнитного потока в дросселе ( $\Phi_1$ ), а следовательно и индуктивность дросселя, его реактивное сопротивление и падение напряжения на нем будут достаточно велики.

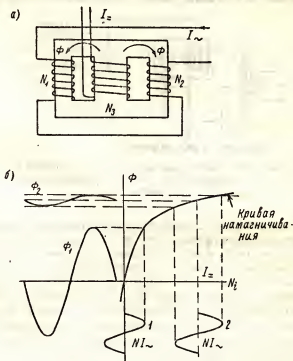


Рис. 15-15. Дроссель насыщения.

Когда же по обмотке управления  $N_3$  будет проходить достаточно большой постоянный подмагничивающий ток  $I_~$ , обусловленный им постоянный магнитный поток насыщает сердечник и нулевая ось переменного магнитного потока  $N_1I_~$  сдвигается в область насыщения, что иллюстрирует кривая 2 (рис. 15-15, б). В этом случае изменения магнитного потока в сердечнике дросселя, обусловленные управляющим переменным током, будут весьма малы. Следовательно, в данных условиях индуктивное сопротивление дросселя и падение напряжения на нем будут также незначительны.

Величина индуктивности зависит от значения произведения  $2\pi fN \frac{d\Phi}{dt}$ . Производная  $\frac{d\Phi}{dt}$  определяет крутизну наклона кривой намагничивания на рабочем участке. Из рис. 15-15, б следует, что наклон этой кривой

вой в двух рассмотренных выше случаях будет резко различен. В первом случае наклон рабочего участка будет достаточно велик, во втором очень мал.

При изменении тока подмагничивания реактивное сопротивление подобного дросселя может плавно изменяться в широких пределах, примерно равных 20:1. Фаза выходного напряжения моста (рис. 15-16)

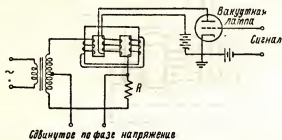


Рис. 15-16. Использование дросселя насыщения в качестве управляемого элемента фазосдвигающего моста.

меняется в соответствии с теоретическими предположениями, изложенными в предыдущем разделе. При достаточно большом числе витков в обмотке управления  $N_u$  и малом активном сопротивлении этой обмотки регулировка фазового сдвига выходного сопротивления моста может осуществляться малыми токами. При использовании магнитных материалов, имеющих большую магнитную проницаемость и обладающих малой петлей гистерезиса, примерно прямоугольной формы, легко можно получить высокую чувствительность моста по постоянному току.

При выборе рабочей точки вблизи перегиба кривой намагничивания происходит сильное искажение формы магнитного потока. Однако высшие гармоники, появляющиеся в одном из крайних стержней, частично компенсируются гармониками, возникающими в другом крайнем стержне, что уменьшает суммарное искажение выходного напряжения дросселя.

Маломощные дроссели насыщения используются в схемах управления тиратронами, а также для изменения величины выходного переменного тока в соответствии с величиной управляющего постоянного тока. Мощные дроссели насыщения, управляющие тиратронными выпрямителями, используются в цепях питания мощных печей, для управления светом в театрах и в других устройствах, где искажение выходного тока не имеет существенного значения. При управлении театральным светом применение дросселей насыщения позволяет получить плавную регулировку освещенности при большом коэффициенте полезного действия системы, что объясняется малым падением напряжения в тиратронах. Обычные довольно сложные театральные пульта управления со многими переключателями могут быть заменены простыми и малогабаритными пультами, управляемыми одной ручкой.

## 15-10. Импульсное управление тиратронами

Во многих случаях применения тиратронов желательно, чтобы момент зажигания точно соответствовал изменениям какой-либо физической величины и не зависел от характеристик тиратрона, температуры окружающей среды и др. Этого можно достигнуть, если запуск тира-

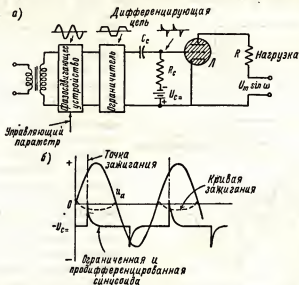


Рис. 15-17. Импульсное зажигание тиратрона.

трона производить положительными импульсами с крутым фронтом, которые подаются на сетку лампы в требуемые моменты времени. При достаточно большой амплитуде и высокой крутизне переднего фронта пускового импульса температура окружающей среды и иные внешние факторы не оказывают сколь-нибудь заметного влияния на момент зажигания тиратрона.

Одна из схем формирования импульсов с крутым передним фронтом, которая часто используется для зажигания тиратронов в точно заданные моменты времени, показана на рис. 15-17. Входное синусоидальное напряжение здесь сдвигается по фазе относительно напряжения анодного питания тиратрона на угол, зависящий от величины управляющего параметра; затем это напряжение ограничивается по обеим вершинам синусоиды и полагается на дифференцирующую RC-цепь. Положительные импульсы напряжения, получаемые в результате дифференцирования, могут быть использованы для запуска тиратрона в точно заданные моменты времени (рис. 15-17, в).

Принципы действия ограничителя и дифференцирующей цепи были изложены в главе 9.

Для формирования положительных остроконечных импульсов может быть использован пик-трансформатор, включаемый между фазосдвиг-

гающим мостом сеткой тиратрона. Выходное напряжение пик-трансформатора имеет вид отдельных пиков, для чего его конструируют таким образом, чтобы сердечник трансформатора насыщался при малых токах (рис. 15-18). При питании пик-трансформатора синусоидальным напряжением пики выходного напряжения будут иметь место в областях, прилежащих к переходам синусоиды через нуль, а в течение всей

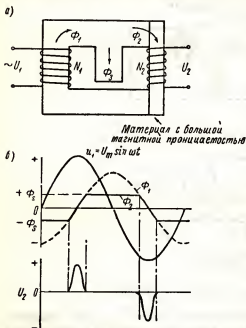


Рис. 15-18. Пик-трансформатор с магнитным шунтом (а). Действие пик-трансформатора (б).

магнитное сопротивление воздушного зазора цепи магнитного шунта здесь много больше, чем магнитное сопротивление второго стержня. Однако уже при сравнительно малых значениях магнитного потока происходит насыщение второго стержня, и его магнитное сопротивление резко возрастает, после чего основная часть первичного потока замыкается по цепи магнитного шунта. Таким образом, магнитный поток во вторичной обмотке изменяется только в интервалах периода от момента, когда магнитный поток равен  $-\Phi_s$ , до момента, когда он принимает значение, равное  $+\Phi_s$ . Именно поэтому вторичное напряжение пик-трансформатора и имеет вид импульсов, показанных на рис. 15-18, б, длительность которых определяется указанным выше интервалом периода.

Если предположить, что потери магнитодвижущей силы в трансформаторной стали малы по сравнению с потерями в воздушном зазоре и что связь первичной и вторичной обмоток тоже мала, так как взаимодействие между ними происходит только в течение короткого вре-

остальной части каждого полу-периода выходное напряжение пик-трансформатора будет очень мало, так как сердечник его насыщен. Трансформатор снабжен магнитным шунтом, в качестве которого используется средний стержень магнитного сердечника, имеющий воздушный зазор. Вторичная обмотка  $N_2$  расположена на стержне уменьшенного поперечного сечения, изготовленного из материала с большой магнитной проницаемостью. Этот стержень насыщается при очень малых значениях магнитного потока. Вначале, когда при переходе входного синусоидального напряжения через нуль магнитодвижущая сила начинает нарастать от нулевого значения, весь поток, создаваемый первичной обмоткой ( $\Phi_1 = \Phi_2$ ), замыкается через стержень вторичной обмотки;

мени, пока магнитный поток меняется от значения  $-\Phi_s$  до значения  $+\Phi_s$ , то, применяя теорию магнитных цепей, можно записать:

$$\Phi_s = \frac{N_1 I_1}{l_3 / \mu A_3} \text{ вб}, \quad (15-8)$$

где  $l_3$  — длина воздушного зазора, мм;

$A_3$  — площадь сечения воздушного зазора, см<sup>2</sup>;

$\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$  (для воздуха).

Противо-э.д.с. первичной обмотки связана с магнитным потоком, создаваемым первичной обмоткой, соотношением

$$u = U_m \sin \omega t = N_1 \frac{d\Phi_1}{dt}.$$

Отсюда, учитывая сделанные предположения, находим

$$\Phi_1 = \Phi_s = -\frac{U_m}{\omega N_1} \cos \omega t. \quad (15-9)$$

Как показано на рис. 15-18, магнитный поток опережает приложенное напряжение на угол 90°. Из уравнений (15-8) и (15-9) можно найти мгновенное значение первичного тока:

$$I_1 = \frac{-U_1 I_3}{4\pi \cdot 10^{-7} A_3 \omega N_1^2} \cos \omega t, \quad (15-10)$$

эффективное значение которого равно:

$$I_{1\text{эфф}} = \frac{U_{1\text{эфф}} I_3}{4\pi \cdot 10^{-7} A_3 \omega N_1^2}, \quad (15-11)$$

где  $U_{1\text{эфф}}$  — эффективное значение на первичной обмотке пик-трансформатора.

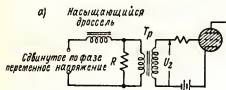
Из рассмотрения уравнения (15-10) вытекает, что полное входное сопротивление первичной обмотки равняется:

$$Z_1 = \frac{j4\pi \cdot 10^{-7} \omega N_1^2 A_1}{l_3} \text{ (ом)}. \quad (15-12)$$

Трансформатор может быть рассчитан таким образом, чтобы  $Z_1$  почти не нагружало фазосдвигающий мост, от которого питается пик-трансформатор.

Используя для стержня вторичной обмотки магнитный материал с малым значением индукции насыщения, можно получить во вторичной цепи короткие импульсы. Для этого необходимо, чтобы величина потока насыщающего стержня вторичной обмотки  $\Phi_s$  была намного меньше максимального значения потока  $\Phi_1$ , создаваемого первичной обмоткой. Форму напряжения во вторичной обмотке пик-трансформатора можно определить исходя из кривой намагничивания соответствующего стержня и значения полного сопротивления нагрузки.

В третьем варианте схемы, предназначенной для формирования пусковых импульсов, используется пик-дроссель, который также насыщается при малых мгновенных значениях переменного входного напряжения. В интервалах, когда сердечник дросселя не насыщен, через дроссель протекает короткий импульс тока, вызывающий появление импульса напряжения на сопротивлении  $R$  (рис. 15-19), что приводит



к возникновению импульса напряжения  $U_2$  во вторичной обмотке трансформатора  $T_p$ , используемого для запуска тиратрона.

## 15-11. Игнитрон

Игнитрон, изобретенный Слепьяном в 1933 году, представляет собой ртутную лампу с электрической системой зажигания. Обычно в игнитроне используется графитовый анод, жидкий ртутный катод и поджигающий электрод, которые заключены в стальной баллон. Промышленностью

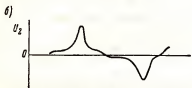


Рис. 15-19. Образование импульсного напряжения с помощью насыщающейся катушки.

выпускаются и стеклянные игнитроны (т.е. игнитроны в стеклянном баллоне). В маломощных игнитронах баллон откачивается и отпаивается при изготовлении лампы. Мощные игнитроны работают при непрерывной откачке, и потому баллон присоединяется к вакуумному насосу, который непрерывно откачивает газы, появляющиеся во внутреннем объеме лампы в процессе ее работы. Мощные игнитроны имеют водяное охлаждение. Проточная вода, проходящая через водяную рубашку, обеспечивает отвод тепла, выделяемого в лампе при ее работе. Внешний вид и устройство одного из игнитронов показаны на рис. 15-20.

Поджигающий электрод имеет вид заостренного стержня и изготавливается из тугоплавкого полупроводникового материала, не смачивающегося ртутью, обычно из карбида бора или карбида кремния. Заостренный стержень поджигающего электрода погружен в ртутный катод, причем на поверхности соприкосновения стержня и ртути возникает тонкий высокоомный слой. Игнитрон зажигается в моменты, когда напряжение между катодом и поджигающим стержнем возрастает до величины, достаточной для пробоя этого слоя. При возникновении пробоя проскакивает искра, являющаяся источником начальной ионизации газового наполнения игнитрона. Процесс ионизации, развиваясь лавинно, приводит к возникновению рабочего дугового разряда между анодом и катодом лампы. Время развития разряда имеет порядок нескольких микросекунд. Таким образом, поджигающий электрод возбуждает дуговой разряд, в противоположность сетке тиратрона с отрицательной пусковой областью, в которых сетка предупреждает возникновение дугового разряда до определенного момента.

Поджигающий электрод может зажечь дуговой разряд в игнитроне в любой момент положительного полупериода анодного напряжения, благодаря чему, как и в тиратронах, можно изменять среднее значение анодного тока. В настоящее время игнитроны используются в сравнительно низковольтных схемах (при  $U_a \leq 3-5$  кв), тогда как тиратроны изготавливаются на рабочее напряжение до 15 и более киловольт. Поскольку игнитрон имеет жидкий ртутный катод, ток эмиссии которого неограниченно велик, игнитроны используются в устройствах, отдающих чрезвычайно большие выпрямленные токи—до нескольких десятков тысяч ампер в импульсных режимах. Благодаря применению жидкого ртутного катода падение напряжения на игнитроне мало и при полной нагрузке не превышает 15—25 в.

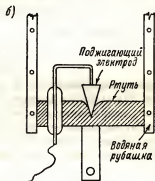


Рис. 15-20. Типовая конструкция игнитрона (general Electric Co), (а). Конструкция поджигающего электрода (б).

В то время как достоинством тиратрона является высокое сопротивление цепи управляющей сетки, игнитрон требует для зажигания значительных импульсов тока (10—30 а при напряжении от 50 до 400 в). Это объясняется малым сопротивлением цепи зажигания. Однако средняя за период мощность, потребляемая цепью зажигания игнитрона, будет мала, так как процесс зажигания продолжается только 50—150 мксек. Вследствие малого сопротивления цепи зажигания для управления игнитронами используют тиратроны.

Катодный ток в ртутных лампах фактически течет от нескольких катодных пятен параллельными ветвями, причем ток каждого пятна лежит в пределах 3—15 а. Если общий ток лампы меньше 5а, возникшее катодное пятно может оказаться неустойчивым. Для увеличения надежности работы игнитрона при малых токах нагрузки рекомендуется включить дополнительную балластную нагрузку или ввести в лампу вспомогательный анод, работающий на небольшую постоянную нагрузку.

Максимальное значение тока игнитрона органичивается разогревом его электродов. При использовании рационально сконструированной системы водяного охлаждения температура лампы превышает температуру окружающего воздуха не более чем на 10—40°C.

Цепи включения питающих напряжений обычно связывают с автоматической схемой блокировки, исключающей возможность включения игнитрона до включения системы охлаждения. При использовании водяного охлаждения температуру лампы можно регулировать изменяя скорость течения воды в охлаждающей системе. Если игнитрон имеет стальной корпус и водяная рубашка находится под потенциалом катода, необходимо изолировать игнитрон от заземленной водопроводной системы. Для этого между патрубком водопровода и входным патрубком водяной рубашки, а также в систему слива нагретой воды включают 3—5 м резинового шланга.

Максимально допустимый нагрев охлаждающей проточной воды указывается в паспорте игнитрона и обычно не превосходит 4—9°. Расход воды на охлаждение игнитрона может быть подсчитан по формуле:

$$\begin{aligned} \text{Допустимый нагрев воды (в } ^\circ\text{C)} &= \frac{0,014 R_{\text{кат}} (\text{потерь})}{\text{кг/мин (воды)}} = \\ &= \frac{R_{\text{кат}} (\text{потерь})}{1,18 \text{ л/мин}} \end{aligned} \quad (15-13)$$

Игнитроны применяются в многофазных выпрямителях, предназначенных для питания постоянным током различных устройств промышленного назначения, или же для питания импульсами постоянного тока электросварочной и иной аппаратуры. Регулируя величину и фазу напряжения в цепи поджигания, можно управлять моментом зажигания игнитронов и величиной выпрямленного тока.

## 15-12. Схемы зажигания игнитронов

При запуске игнитрона напряжение и ток поджигающих импульсов не должны выходить за пределы области, ограниченной минимально необходимыми и максимально

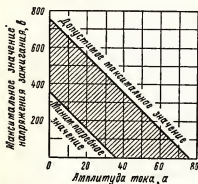


Рис. 15-21. Максимальное и минимальное значения тока и напряжения зажигания типового игнитрона.

но необходимыми и максимально допустимыми значениями этих величин (заштрихованная область на рис. 15-21). Длительность поджигающих импульсов должна быть порядка нескольких микросекунд. Удлинение импульсов тока в цепи поджигающего электрода не только не является необходимым, но приводит к ненужному и опасному перегреву поджигающего электрода. В цепи зажигания нельзя допускать появления обратного тока, так как это может привести к образованию катодного пятна на поджигающем электроде, в результате чего



последний перегреется и сгорит. Для исключения возможности возникновения обратного тока в цепи поджигателя, в эту цепь включают полупроводниковый или иной диод.

Для запуска игнитронов применяются схемы двух типов: схемы, возбуждаемые от источника анодного питания, и схемы, возбуждаемые синхронизированными импульсами постоянного тока от отдельного

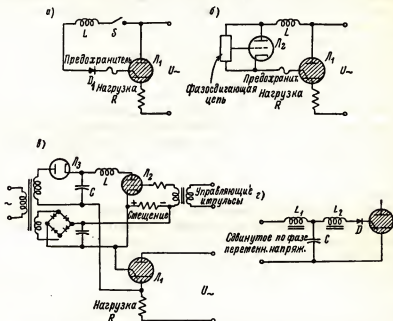


Рис. 15-22. Схемы зажигания с самовозбуждением (а). Схема с независимой цепью зажигания (б). Схема зажигания с дросселями (в).

постороннего источника. Несколько типовых схем запуска игнитронов приведено на рис. 15-22, где  $L_1$  — игнитрон. В схеме, показанной на рис. 15-22, а, диод  $D_1$  служит для предотвращения возможности появления обратного тока в цепи зажигания, а индуктивность  $L$  ограничивает амплитудное значение поджигающего импульса.

При замыкании рубильника  $S$  между поджигающим электродом и жидким катодом включается напряжение  $U_m$  и игнитрон загорается. После зажигания дуги напряжение между поджигающим электродом и катодом понижается до падения напряжения на газоразрядном промежутке работающего игнитрона и ток в цепи поджигающего электрода прекращается, так как это напряжение недостаточно для сохранения состояния пробоя в цепи поджигающего электрода. Плавкий предохранитель служит для защиты лампы от чрезмерного большого тока зажигания, который иногда может возникнуть при авариях и неполадках в схеме.

В рассмотренной схеме момент зажигания игнитрона регулировать нельзя, что является основным ее недостатком. Кроме того, ток цепи зажигания проходит через полезную нагрузку, что в ряде случаев нежелательно.

В схеме, показанной на рис. 15-22, б, поджигающий электрод не соединен с анодной цепью, а вспомогательный тиратрон  $L_2$  зажигается управляющим импульсом. При зажигании последнего замыкается цепь поджига игнитрона и в нем возникает дуговой разряд. Благодаря наличию фазосдвигающего моста, эта схема позволяет регулировать момент зажигания игнитрона. Фазосдвигающий мост, включенный в цепь управления вспомогательным тиратроном, питается от анодного источника игнитрона, благодаря чему вся схема в целом работает синхронно с переменным напряжением, питающим анодную цепь игнитрона.

В схеме, приведенной на рис. 15-22, в, для питания анодной и сеточной цепи вспомогательного тиратрона  $L_2$  используется отдельный выпрямитель. При зажигании тиратрона происходит разряд конденсатора  $C_2$  через цепь зажигания игнитрона  $L_1$ , благодаря чему в цепи возникает короткий импульс тока значительной амплитуды. Затем за время отрицательного полупериода анодного напряжения игнитрона конденсатор  $C$  снова заряжается. За время заряда в конденсаторе может быть накоплена значительная энергия, что позволяет получить импульс разрядного тока большой амплитуды. Регулировка момента зажигания игнитрона осуществляется в этой схеме посредством изменения напряжения смещения на сетке вспомогательного тиратрона.

Этот тиратрон работает в тяжелом режиме, так как через него проходят пусковые импульсы тока игнитрона.

На рис. 15-22, г показана принципиально иная схема зажигания, обеспечивающая получение пусковых импульсов тока. Конденсатор  $C$  заряжается через дроссель  $L$ , ограничивающий ток заряда. Дроссель  $L_2$  насыщается при прохождении обычного импульса тока. В области перехода к режиму насыщения реактивное сопротивление дросселя уменьшается скачком до незначительной величины. Когда напряжение на конденсаторе  $C$  достигает значения, близкого к амплитудному, дроссель  $L_2$  насыщается, сопротивление его резко падает и ток зажигающего электрода резко нарастает. Конденсатор  $C$  разряжается через этот дроссель, выпрямитель и цепь зажигания игнитрона; амплитуда импульса разрядного тока имеет значение, достаточное для запуска игнитрона. Полупроводниковый диод  $D$ , включенный в цепь поджигателя, предотвращает возможность возникновения обратного тока в цепи поджига при отрицательной полуволне анодного напряжения. Данную схему запуска игнитрона называют дроссельной схемой зажигания.

### 15-13. Управляемые тиратронные и игнитронные выпрямители

Выпрямительные схемы работают на тиратронах и игнитронах, дают возможность регулировать выходное выпрямленное напряжение изменением момента зажигания газоразрядного прибора. При чисто актив-

ной нагрузке такие выпрямители работают подобно выпрямителям на газоразрядных диодах (газотронах). Однако вследствие несколько иной формы импульсов анодного тока, зависящей от момента зажигания,

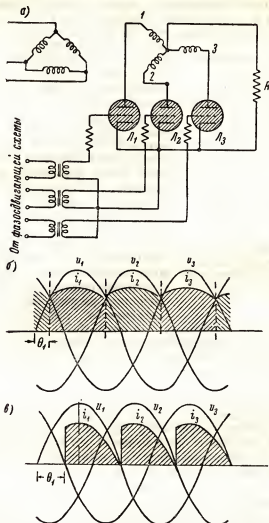


Рис. 15-23. Трехфазный управляемый выпрямитель  
(а). Импульсы тока и напряжения в нагрузке для  
схемы (б), (в).

переменная составляющая тока в нагрузке тиратронных и игнитронных выпрямителей будет иметь другое значение и условия перекрытия импульсов тока в многофазных выпрямительных схемах имеют специфические особенности.

В трехфазном выпрямителе (рис. 15-23) момент зажигания каждого вентиля может быть задержан на интервал периода  $\Theta_1$ , не меньший чем  $\pi/6 = 30^\circ$ , поскольку при меньших углах зажигания положительное анодное напряжение на горящей лампе  $L_3$  будет выше, чем на вентиле  $L_1$ , и он не сможет зажечься (рис. 15-23, б). При пренебрежимо малом сопротивлении обмотки трансформатора и моменте зажигания, лежащем в пределах  $\pi/6 < \Theta_1 < \pi/3$ ,

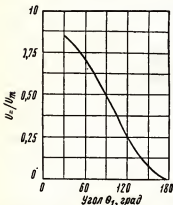


Рис. 15-24. Изменение постоянной составляющей напряжения  $U_n$  для трехфазного выпрямителя при  $\Theta_1 > 30^\circ$ .

ток через нагрузку протекает непрерывно, а ток через вентиль  $L_1$  будет течь до момента  $\Theta = 150^\circ$ , когда анодное напряжение на лампе  $L_2$  становится выше, чем на предыдущем вентиле, и она в этот момент зажигается. При  $\Theta_1 > 60^\circ$  и чисто активной нагрузке ток в нагрузке имеет прерывистый характер; каждый из вентилях будет находиться в проводящем состоянии до тех пор, пока не зажжется следующий вентиль (рис. 15-23, в). Момент зажигания управляемых вентилях можно менять. Используя методику анализа, рассмотренную в главе 14, можно рассчитать и построить кривую зависимости выпрямленного тока от момента зажигания управляемых вентилях. Подобная кривая, рассчитанная для трехфазного выпрямителя, работающего на чисто

активную нагрузку, приведена на рис. 15-24.

В реальных условиях управляемые выпрямители чаще всего используются для питания смешанной активно-индуктивной нагрузки (рис. 15-23, а). Если нагрузка обладает индуктивностью, выпрямительная лампа остается в проводящем состоянии значительно дольше, чем при чисто активной нагрузке (в некоторых случаях даже после того как анодное напряжение переходит через нуль). И все же, если зажигание вентилях задержано на значительную часть периода, в некоторые интервалы времени ток в нагрузке и напряжение на ней могут быть равны нулю.

На рис. 15-25, б показаны импульсы тока вентилях двухполупериодного выпрямителя. Осциллограмма импульсов анодного тока однополупериодного выпрямителя приведена на рис. 15-26. При зажигании вентилях в более ранние моменты периода или при большом значении индуктивности ток в нагрузке течет непрерывно, и момент зажигания одного вентиля совпадает с моментом прекращения разряда в другом. Может возникнуть и небольшое перекрытие импульсов тока отдельных вентилях.

Если падение напряжения на горящей лампе достаточно мало, так что им можно пренебречь, то для схемы, приведенной на рис. 15-25, а, можно написать:

$$\frac{di}{dt} + \frac{R_t}{L} i = \frac{U_m}{L} \sin \omega t, \quad (15-14)$$

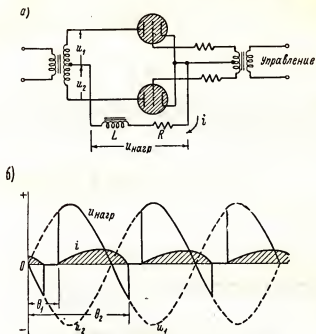


Рис. 15-25. Управляемый выпрямитель с активно-индуктивной нагрузкой (а). Вид кривых тока и напряжения при непрерывном горении лампы (б).

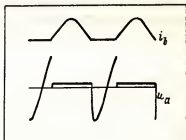


Рис. 15-26. Осциллограммы тока нагрузки и напряжения на выпрямителе при задержанном зажигании.

подобно тому, как это было сделано в разделе 10-5. Решая данное дифференциальное уравнение получим:

$$i_a = A e^{-R\omega t/\omega L} + \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t - \varphi), \quad (15-15)$$

где

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R}. \quad (15-16)$$

Условие прерывистого протекания тока можно записать в виде ( $\Theta_1 > \Theta_2 - \pi$ ). Следовательно, предыдущее уравнение будет справедливо только для области значений  $\Theta_1$  и  $\Theta_2$ , в которой удовлетворяется неравенство  $\Theta_1 < \omega t < \Theta_2$  (рис. 15-25, б). В этом случае  $i = 0$  при  $\omega t = 0$ , так что

$$A = \frac{-U_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} e^{R\Theta_1/\omega L} \sin(\Theta_1 - \varphi),$$

и выражение:

$$i_a = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} [\sin(\omega t - \varphi) - e^{(-R/\omega L)(\omega t - \Theta_1)} \sin(\Theta_1 - \varphi)] \quad (15-17)$$

описывает кривую тока, показанную на рис. 15-25, б.

Ток равен нулю при  $\omega t = \Theta_2$ , поэтому, приравняв нулю уравнение (15-17), найдем для предельного случая:

$$e^{R\Theta_2/\omega L} \sin(\Theta_2 - \varphi) = e^{R\Theta_1/\omega L} \sin(\Theta_1 - \varphi). \quad (15-18)$$

Это трансцендентное уравнение может быть решено графически относительно параметра  $\varphi$ , характеризующего соотношения между активной и реактивной компонентами сопротивления нагрузки, при независимой переменной  $\Theta_1$ . Кривые зависимости момента ( $\Theta_2$ ) прекращения разряда в вентиле от момента ( $\Theta_1$ ) зажигания вентилей и параметра нагрузки  $\varphi$ , приведенные на рис. 15-27, показывают, что с возрастанием индуктивности нагрузки длительность импульса анодного тока вентилей монотонно увеличивается. Так, например, при чисто индуктивной нагрузке ( $\varphi = \omega$ ) и зажигании вентилей в момент  $\Theta_1 = 90^\circ$  импульс анодного тока заканчивается не при  $\Theta_{2(0)} = 180^\circ$ , как при чисто активной нагрузке, а в момент  $\Theta_{2(2)} = 270^\circ$ . Следовательно, в двухполупериодном выпрямителе, работающем на индуктивную нагрузку, задержка зажигания вентилей должна быть не меньше  $90^\circ$ . Иначе импульсы анодного тока вентилей будут перекрываться.

При отсутствии перекрытия импульсов анодного тока отдельных вентилей и прерывистом токе в нагрузке постоянная составляющая выпрямленного тока может быть определена из уравнения:

$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} [\sin(\omega t - \varphi) - e^{-(R/\omega L)(\omega t - \Theta_1)} \sin(\Theta_1 - \varphi) \cdot d\omega t]. \quad (15-19)$$

Используя (15-18) и (15-16), находим:

$$I_m = \frac{U_m}{\pi R} (\cos \Theta_1 - \cos \Theta_2). \quad (15-20)$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения

$$U_m = \frac{U_m}{\pi} (\cos \Theta_1 - \cos \Theta_2) \quad (15-21)$$

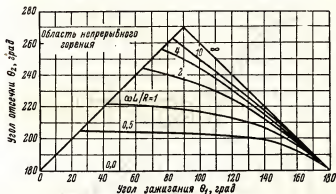


Рис. 15-27. Изменение угла отсечки  $\Theta_2$  в зависимости от угла зажигания  $\Theta_1$  при различных отношениях  $\omega L/R$  и прерывистом зажигании.

полностью выделяется на активном сопротивлении, так как постоянный ток не создает падения напряжения на индуктивности. Это уравнение будет справедливо при условии, что импульсы анодного тока отдельных вентилях не перекрываются и ток в нагрузке имеет прерывистый характер.

При углах зажигания, обеспечивающих непрерывный ток в нагрузке, токи гаснущего и зажигающегося вентиля в момент коммутации будут равны, если нагрузка чисто активна. Следовательно, в двухполупериодной схеме, например, токи обоих вентилях будут равны в моменты  $\Theta_1$  и  $\Theta_1 + \pi$ , причем для каждого вентиля  $\Theta_2 = \Theta_1 + \pi$ .

Среднее значение выпрямленного тока в этом случае

$$I_m = \frac{2U_m}{\pi} \cos \Theta_1,$$

откуда

$$\frac{U_m}{U_m} = \frac{2}{\pi} \cos \Theta_1. \quad (15-22)$$

При  $\Theta_2 = \Theta_1 + \pi$ , когда  $\cos \Theta_2 = -\cos \Theta_1$  уравнение (15-21) преобразуется в уравнение (15-22).

Кривые зависимостей, описываемых уравнениями (15-21) и (15-22), приведены на рис. 15-28. Параметром этих кривых является отно-

шение  $\omega L/R$ , характеризующее соотношение между активной и реактивной компонентой сопротивления нагрузки.

Из рис. 15-28 следует, что режим работы управляемых газоразрядных вентилей (тиратронов и игнитронов) зависит от характера нагрузки. Это необходимо учитывать при проектировании и эксплуатации выпрямителей на управляемых газоразрядных вентилях, так как полное

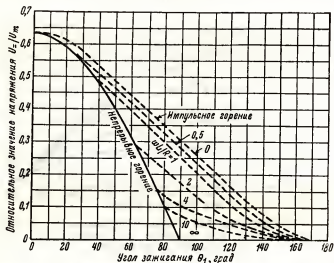


Рис. 15-28. Зависимость выходного напряжения от угла зажигания  $\theta_1$  при различных отношениях  $\omega L/R$ .

сопротивление многих устройств и машин, питаемых от выпрямителей, например моторов постоянного тока, имеет комплексный характер.

Для питания нагрузки с большой индуктивностью можно использовать схему, показанную на рис. 15-29, а. Если тиратрон  $L_1$  зажигается при угле  $\theta_1$  (рис. 15-29, б), он будет находиться в проводящем состоянии до некоторого момента, превышающего половину периода. Когда ток в катушке  $L$  начинает уменьшаться, напряжение на нагрузке, равное  $L di/dt$ , изменяет полярность. Под действием этого напряжения анод газотрона  $L_2$  становится положительным относительно катода и газотрон переходит в проводящее состояние. Энергия, накопленная в индуктивности, постепенно рассеивается, и ток в дросселе будет течь до тех пор, пока длится вся отрицательная половина и часть положительной половины периода, а затем опять зажигается тиратрон  $L_1$  и вновь начинается накопление энергии в дросселе. Чем раньше зажигается тиратрон в течение каждого периода, тем больше энергии накопится в дросселе за положительный полупериод и тем больше будет ток в течение второй отрицательной половины периода. Следовательно, изменяя момент зажигания тиратрона здесь, как и в других тиратронных схемах, можно регулировать величину выпрямленного тока.



Хотя в рассмотренной схеме имеется только один дорогой тиратрон, однако здесь наблюдается непрерывное протекание тока через нагрузку. Для этой схемы не нужен трансформатор со средним выводом от обмотки. Существенным является и то, что в схеме нет тенденции к переходу от режима непрерывной проводимости к режиму прерывистого токопрохождения. Некоторым недостатком схемы является необходимость

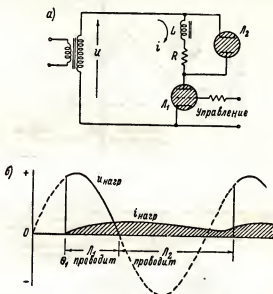


Рис. 15-29. Схема с жесткой обратной связью для питания нагрузки со значительной индуктивностью.

в использовании мощного тиратрона, так как он находится в проводящем состоянии относительно небольшую часть периода, в течение которой должна быть записана энергия, требуемая для питания нагрузки и в остальную часть периода.

Рассмотренная схема применяется в качестве регулируемого источника питания постоянным током мощных дросселей насыщения, обмотки которых имеют большую индуктивность, а также для питания обмоток возбуждения моторов постоянного тока и в иных аналогичных случаях.

#### 15-14. Управление переменным током

С помощью двух газоразрядных ламп, каждая из которых должна работать в течение одного полупериода, можно управлять и переменным током в нагрузке. Лампы в этом случае используются в качестве быстродействующих немеханических реле; работа их легко синхронизируется с изменениями управляющего тока или напряжения. Хотя момент зажигания каждого вентиля в данной схеме можно регулиро-

вать в широких пределах, это часто бывает нежелательно, так как вызывает переходные явления в нагрузке. Обычно сетка тиратрона или поджигающий электрод игнитрона в такой схеме используется только для включения или отключения каждой лампы в моменты перехода через нуль питающего напряжения. Схема включения подобного устройства, работающего на двух игнитронах, приведена на рис. 15-30.

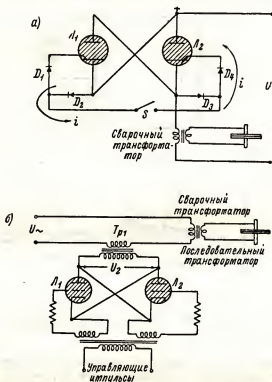


Рис. 15-30. Схема включения игнитронов, работающих в сварочном режиме (а). Схема управления переменным током с последовательным трансформатором (б).

Это устройство как мощное быстродействующее реле производит включения и отключения рабочего тока сварочного аппарата. Для рассмотрения принципа действия данной схемы предположим, что в начальную часть периода на аноде лампы  $L_2$  нарастает положительное напряжение. Ток  $i$  в цепи поджигающего электрода лампы  $L_2$  течет в направлении, показанном на рисунке, т.е. проходит через диоды  $D_2$  и  $D_4$ . Когда игнитрон  $L_2$  переходит в проводящее состояние, напряжение на поджигающем электроде уменьшается до величины, соответствующей падению напряжения на работающем игнитроне, и ток в цепи зажигания прекращается. Пока протекает этот процесс диод  $D_3$  предотвращает

возможность возникновения короткого замыкания через лампу  $L_2$ . В следующую половину периода ток в цепи поджигающего электрода лампы  $L_1$  течет через диоды  $D_2$  и  $D_1$ , возможность короткого замыкания предотвращается диодом  $D_2$  и игнитрон  $L_1$  загорается.

Таким образом, данная схема начинает работать после замыкания рубильника  $S$ , и ток прерывается в конце ближайшего полупериода после размыкания рубильника. Если вместо этого рубильника включена электронная схема, размыкающая цепь включения после окончания заданного числа периодов, описанное устройство может быть использовано для включения первичной обмотки трансформатора сварочного аппарата. При этом будет обеспечено точное управление временем протекания сварочного тока и, следовательно, определенная степень нагрева свариваемых поверхностей. Подобные схемы более подробно описаны ниже в разделе 15-15.

В данном варианте схемы управления переменным током через игнитроны протекает полный ток нагрузки. В ином варианте этой схемы (рис. 15-30, б) для согласования сопротивления низкоомной нагрузки с параметрами тиратронов используется дополнительный трансформатор, причем здесь через нагрузку течет ток во много раз больший, чем максимально допустимый анодный ток лампы. Принцип согласования тиратрона с низкоомной нагрузкой основан на том, что номинальное значение анодного напряжения значительно превышает требуемое, хотя тиратроны имеют номинальное значение анодного тока значительно меньшее, чем требуется для питания нагрузки. Энергия, проходящая через тиратрон, оказывается достаточной для питания полезной нагрузки.

Коэффициент трансформации согласующего трансформатора  $Tr_1$  должен быть выбран таким образом, чтобы при прохождении через его вторичную обмотку полного тока нагрузки ток через каждый из тиратронов не превышал максимально допустимого значения. Когда тиратроны заперты, ток через вторичную обмотку сварочного трансформатора, соединенную последовательно с нагрузкой, равен малому току намагничивания, так как сопротивление вторичной обмотки трансформатора  $Tr_1$  в режиме холостого хода очень велико. Зажигание тиратронов в такой схеме почти эквивалентно короткому замыканию вторичной обмотки трансформатора  $Tr_1$ , и напряжение питающей сети  $U_c$  почти целиком приложено к сварочному трансформатору. Отношение тока нагрузки к току лампы должно быть равно отношению между числом витков во вторичной и первичной обмотках трансформатора  $Tr_1$ .

*Пример.* Два тиратрона с номинальным током 15 а и максимальным обратным напряжением 15 кв используются для управления сварочным трансформатором на 450 в при мощности 150 ква.

Определим данные трансформатора  $Tr_1$  и величину нагрузки ламп. Линейный ток сварочного трансформатора

$$I_{эфф} = \frac{150\,000}{450} = 334\text{ а.}$$

Учитывая, что постоянная составляющая анодного тока лампы связана с его амплитудным значением соотношением

$$I_{\text{ср}} = \frac{I_m}{\pi},$$

получим, что при максимально допустимом значении постоянной составляющей тока тиратрона  $I_{\text{ср}} = 15 \text{ а}$  амплитудное значение импульса анодного тока будет

$$I_m = 15\pi = 47,2 \text{ а},$$

и эффективное значение тока тиратрона

$$I_{\text{эфф}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{47,2}{\sqrt{2}} = 33,4 \text{ а}$$

при условии, что ток через лампу протекает полную половину периода.

Находим коэффициент трансформации рассчитываемого трансформатора

$$\frac{I}{n} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{I_{\text{эфф}}}{I_{\text{эфф}}} = \frac{33,4}{33,4} = 10.$$

Напряжение на первичной (обращенной к тиратронам) обмотке этого трансформатора будет равно  $450 \times 10 = 4500 \text{ в}$ . Амплитудное значение обратного напряжения на тиратроне, который находится в непроводящем состоянии, равняется  $4500 \times 2 = 9000 \text{ в}$ , что не превышает максимально допустимого значения. Таким образом, напряжения на вторичной и первичной обмотках трансформатора  $Tr_1$  должны быть равны 450:4500 при мощности трансформатора 150 кВА. Средний ток каждой лампы не будет превышать 15 а.

### 15-15. Параметры игнитрона

Игнитроны чаще всего применяются в управляемых выпрямителях и в сварочных установках, где они работают в режиме, рассмотренном в предыдущем разделе.

Параметры анодной цепи игнитронов, используемых в управляемых выпрямителях, почти аналогичны параметрам газоразрядных диодов (газотронов), если не учитывать возможности регулировать момент зажигания игнитрона. Зажигание игнитрона может происходить либо при значительном импульсе тока и сравнительно малом напряжении или же при малом импульсе тока и высоком напряжении (рис. 15-21). Для игнитрона каждого данного типа указывается максимальное мгновенное значение положительного и отрицательного напряжения, максимальное мгновенное значение тока поджигающего электрода и наибольшее допустимое значение среднего тока. При эксплуатации игнитрона ни одна из этих норм не должна быть превышена.

При управлении сварочными установками, как указывалось в разделе 15-14, игнитроны используются в качестве быстродействующих прерывателей тока. При точечной сварке ток сварочного трансформатора пропускается через металлические листы, которые должны быть

соединены, благодаря чему происходит быстрый разогрев металла в точке контакта и листы в данной точке свариваются. На свариваемых листах получают ряд перекрывающихся точек сварки, образующих сплошной сварной шов. Обычные механические контакторы не дают возможности точно регулировать время протекания сварочного тока, которое в ряде случаев должно быть очень мало.

Игнитроны, не имеющие механически перемещаемых частей, дают возможность легко производить «дозировку» времени прохождения сварочного тока с точностью до одного периода, что дает существенные преимущества по сравнению с механическими контакторами.

Режим работы игнитрона в сварочных устройствах имеет ряд специфических особенностей. Так, например, следует учитывать, что ток, нагревающий электроды лампы, протекает здесь в течение сравнительно малых промежутков времени, разделенных интервалами, в течение которых лампа не работает и ее электроды охлаждаются.

Длительность интервала проводимости каждой лампы практически равна половине периода и выходной ток в полезной нагрузке является обычным переменным током; эффективное значение этого тока не должно превышать максимально допустимого значения.

Максимально допустимые значения подводимого напряжения и эффективного тока определяются предельно допустимой мощностью лампы, т.е. таким значением мощности, которое не должно быть превышено ни при каких видах нагрузки и ни при каких условиях работы. Наибольшее допустимое значение постоянной составляющей анодного тока лампы в режиме непрерывного горения  $I_{\text{max}}$  указывается в паспорте лампы.

Для импульсных режимов работы, в которых интервалы проводящего состояния разделены достаточно длительными нерабочими интервалами, максимально допустимое значение постоянного тока в течение интервалов проводимости может быть значительно больше, чем в режиме непрерывного горения. Предельно допустимые нормы импульсных режимов работы также указываются в паспорте лампы.

Игнитроны имеют жидкий ртутный катод, вследствие чего номинальное значение тока  $I_{\text{max}}$  устанавливается из условий предельно допустимого теплового режима лампы и возможностей ее охлаждения и не ограничивается эмиссионной способностью катода, как в тиратронах и газотронах с накалимым катодом. Тепловая мощность, выделяющаяся в лампе, пропорциональна среднему значению проходящего через нее тока. В режимах прерывистого горения тепловая нагрузка лампы уменьшается соответственно соотношению между длительностью рабочих и нерабочих интервалов, если длительность рабочего интервала не превышает времени, необходимого для установления стационарного теплового режима лампы. Последнее также указывается в паспорте лампы. Так, например, если указано, что максимальная длительность интервала непрерывного горения равна 6 сек, то сколь бы длительные нерабочие интервалы не следовали за 6-секундными рабочими промежутками, номинальную величину максимально допустимого значения

среднего тока увеличивать нельзя. Если же данная лампа в течение 6 сек. рабочего интервала, соответствующего 360 периодам\*, работает всего 180 периодов, т.е. половину времени, постоянная составляющая тока, проходящего через нее за время работы, может быть увеличена вдвое, при работе в течение 90 периодов (из 360) — в четыре раза и т.д. Необходимо следить, чтобы не было превышено максимально допустимое для данной лампы значение анодного тока в импульсе. В паспорте многих игнитронов, часто используемых в сварочных режимах, нередко указываются нормы типового сварочного режима, которые являются основой и для расчета иных режимов работы игнитрона.

Из изложенного выше вытекает, что в лампах с жидким ртутным катодом отношение максимального и среднего значений тока может быть велико, так как лампа обладает довольно значительной тепловой инерцией и большой теплоемкостью. Строго говоря, теплоемкость игнитрона следовало бы оценивать по максимально допустимой мощности, которую разрешается подвести к лампе в единицу времени, т.е. в ватт/секундах. Однако, учитывая, что падение напряжения на газоразрядной лампе за время горения остается постоянным и выделяющая в ней тепловая мощность пропорциональна среднему значению тока, тепловую емкость газоразрядной лампы можно выразить в ампер/секундах.

Для лампы каждого данного типа тепловая емкость может быть определена из произведения  $I_{\text{max}} \tau_a$ , где  $I_{\text{max}}$  — максимальный постоянный ток при непрерывной работе в сварочном режиме и  $\tau_a$  — номинальное значение времени непрерывной работы в типовом сварочном режиме, выраженное в секундах. В то время как в различных режимах работы лампы каждая из этих величин порознь может меняться, произведение этих двух величин, т.е. тепловая емкость лампы, является ее неизменным параметром.

Максимально допустимая продолжительность работы лампы в режиме обычно указывается в справочных данных или паспорте лампы. Иногда для каждого типового режима применения лампы в паспорте указывается значение относительной длительности работы лампы в режиме, т.е. величина отношения максимально допустимой продолжительности работы лампы в данном режиме  $\tau_a$  ко времени  $\tau_1$ .

Для того чтобы найти выражение, определяющее этот параметр из мощности  $P_{\sim}$ , потребляемой от сети в данном режиме работы и переменного напряжения в выходной цепи лампы  $U_{\omega}$ , найдем эффективное значение ее анодного тока

$$I'_{\text{эфф}} = \frac{P_{\sim}}{U_{\omega}}. \quad (15-23)$$

При работе в режиме однополупериодного выпрямления амплитуда импульса анодного тока, имеющего вид половины синусоиды, связана с его эффективным значением соотношением

$$I_m = \sqrt{2} I'_{\text{эфф}}.$$

\* В США частота переменного сетевого напряжения равна 60 пер/сек. — Прим. ред.

Во многих случаях, например при работе в сварочной аппаратуре, импульс анодного тока игнитрона не отличается от полусинусоидального и потому в дальнейшем будем пользоваться этим соотношением.

Обозначив  $I_m$  среднее значение тока, текущего через лампу в течение времени меньше допустимого времени непрерывной работы в типовом сварочном режиме, получим

$$I'_m = \frac{I'_m}{\pi} = \frac{\sqrt{2} I_{эфф}}{\pi}. \quad (15-24)$$

Фактическое значение тепловых потерь, выраженное в ампер-секундах, может быть равно (но не должно превышать) номинальному значению тепловой емкости лампы, т.е.

$$I_{m\max} \tau_a \geq I'_m \tau_c = \frac{\sqrt{2} I'_{эфф}}{\pi} \tau_c. \quad (15-25)$$

Можно записать это выражением иначе:

$$\tau_c = \frac{\pi (I_{m\max} \tau_a)}{\sqrt{2} I'_{эфф}}, \quad (15-26)$$

откуда получаем, что максимально допустимое значение относительной длительности работы игнитрона будет:

$$\text{Относительная длительность} = \frac{\tau_c}{\tau_a} (\%) = \left( \frac{\pi}{\sqrt{2}} 100 \right) \frac{I_{m\max}}{I'_{эфф}}. \quad (15-27)$$

Во избежание перегрева и порчи лампы ни при каких условиях ее работы нельзя превышать значения относительной длительности, указанного для данного режима.

Если игнитрон работает с пропусками, т.е. должен зажигаться через один или несколько периодов, относительную длительность работы игнитрона выражают в виде отношения числа рабочих периодов к общему числу периодов в заданном интервале непрерывной работы. Если последний будет меньше, чем  $\tau_a$ , среднее значение анодного тока может быть увеличено, причем отношение тока лампы в рассматриваемом режиме к току в сварочном режиме будет обратно пропорционально относительной длительности.

Для обеспечения игнитронами сварочных аппаратов различных типов промышленность выпускает несколько серий игнитронов. Каждая серия выпускается на определенное напряжение, а отдельные типы, входящие в одну серию, отличаются друг от друга по эффективному значению тока.

Основные параметры игнитронов двух стандартных серий — на номинальное напряжение 250 и 500 в — указаны в табл. 15-1.

В прерывистых режимах работы эффективный ток игнитрона может во много раз превосходить эффективный ток в режиме непрерывного горения. Так, например, для игнитронов типа А серии, рассчитанной на 500 в, отношение между этими величинами ( $I_{эфф\max}/I_{эфф\text{ном}}$ ) равно  $1200/50 = 24$ .

Таблица 15-1

## Основные параметры игнитронов

Тип	$I_{\text{мах}}'$ $a$	$I'_{\text{эфф}} \text{ ном}$ (на 2 лампы), $a$	Время работы в прерывистом режиме, сек.	$I_{\text{эфф}} \text{ макс}$ в прерывистом режиме работы (на 2 лампы), $a$
Серия на 500 в				
A	22,4	50	22	1200
B	56	125	18	2400
C	130	300	14	4800
D	355	800	11	9600
Серия на 250 в				
A	22,4	50	11	600
B	56	125	9	1200
C	130	300	7	2400
D	355	800	5,5	4800

В данных сериях при переходе от одного типа игнитрона к последующему номинальная величина эффективного тока увеличивается в отношении, приблизительно равном 1:2,5, тогда как максимально допустимое значение эффективного тока в прерывистых режимах возрастает в отношении 1:2.

Для каждого типа игнитрона в справочных данных приводятся обычно и кривые зависимости эффективного тока игнитрона от относительной длительности.

Уравнение (15-27), связывающее эти величины, имеет характер гиперболической функции (рис. 15-31, а). При построении рассматриваемой кривой в логарифмическом масштабе она будет иметь вид наклонной прямой (рис. 15-31, б).

Экспериментально установлено, что во избежание тепловой перегрузки игнитрона при эффективных токах, близких к максимально допустимому значению, относительную длительность следует брать несколько меньше расчетной. Уменьшение относительной длительности следует начинать от  $\tau_c/\tau_a \approx 33\%$  (точка X на рис. 15-31, в), и при реальных расчетах в области XY рекомендуется пользоваться пунктирной прямой, приведенной на рис. 15-31, б, а не теоретической прямой XYW.

Семейства кривых зависимости  $I_{\text{эфф}} = f(\tau_c/\tau_a)$  для всех игнитронов, параметры которых указаны в табл. 15-1, приведены на рис. 15-32. При построении этих кривых значения относительной длительности были определены из отношения числа рабочих периодов к общему числу



периодов в течение типового времени работы. Максимально допустимые значения эффективного тока можно использовать только в тех случаях, когда нерабочие интервалы между отдельными импульсами достаточно велики для полного остывания игнитрона в промежутках между импульсами.

*Пример.* При заданном режиме работы сварочного станка нужно сваривать по 6 точек через 7 сек. При сварке каждой точки проходит 6 импульсов; интервалы между импульсами 30 периодов.

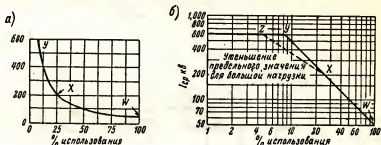


Рис. 15-31. Кривые зависимости эффективного тока игнитрона от значения коэффициента относительной длительности рабочего цикла для игнитрона типа А.

Максимальное значение эффективного тока в импульсе равно 960 а при напряжении питания — 500 в.

Требуется выбрать тип игнитрона, удовлетворяющий поставленным требованиям.

Полное время сварки за один цикл  $6 \cdot 6 = 36$  периодов. Длительность нерабочего состояния игнитронов в каждом цикле сварки  $5 \cdot 30 = 150$  периодов; длительность нерабочего интервала между циклами 7 сек., или  $7 \cdot 60 = 420$  периодов.

Следовательно, суммарное время полного цикла равняется 606 периодам (10,1 сек.). Если использовать игнитрон типа В (табл. 15-1), для которого  $\tau_a = 9$  сек., или  $9 \times 60 = 540$  периодов, относительная длительность работы игнитрона будет

$$\frac{\tau_c}{\tau_a} = \frac{36}{540} 100\% = 6,7\%.$$

Из кривых, приведенных на рис. 15-32, в, для игнитрона типа В находим, что при относительной длительности равной 6,7 сек. эффективный ток в импульсе может достигать 1060 а. Следовательно, эти игнитроны пригодны для использования в рассчитываемом устройстве.

Для игнитрона типа С номинальное время работы равно 7 сек., тогда как длительность рабочего цикла в рассчитываемом сварочном станке составляет около 3 мин. (186 периодов). Поэтому данные игнитроны могут быть также рассмотрены. Относительная длительность периода работы для этих игнитронов равняется

$$\frac{\tau_c}{\tau_a} = \frac{36}{420} 100\% = 8,6\%,$$

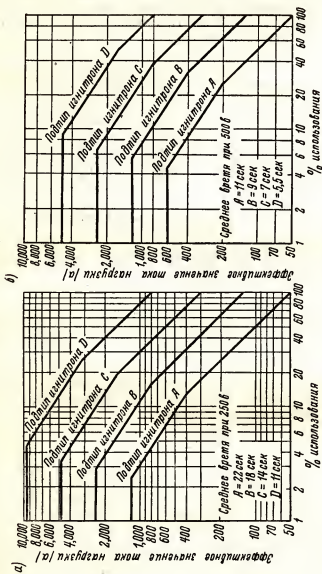


Рис. 15-32. Кривые зависимости эффективного тока от величины коэффициента относительной длительности рабочего цикла для игнитронов 250-вольтовой (а) и 560-вольтовой (б) серии.

и максимально допустимое значение эффективного тока при этих условиях составляет 2000 а. При необходимости в достаточно большом запасе мощности игнитрона, обеспечивающем высокую надежность работы сварочного станка, рекомендуется использовать именно эти игнитроны.

### 15-16. Тиратронные схемы для включения — выключения постоянного напряжения

В тиратронных схемах, предназначенных для включения — выключения постоянного напряжения, тиратроны работают при постоянном анодном напряжении. В схему должно быть включено устройство, которое в момент выключения на время, достаточное для деионизации внутреннего объема лампы, подает на анод тиратрона отрицательные напряжения. Одна из подобных схем показана на рис. 15-33, а.

Предположим, что тиратрон уже был зажжен положительным импульсом напряжения, поданным на сетку. Тогда напряжение в точке А

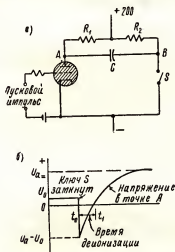


Рис. 15-33. Тиратронная схема для включения-выключения постоянного напряжения (а). Напряжение на аноде тиратрона (б).

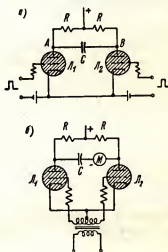


Рис. 15-34. Тиратронная схема для включения-выключения постоянного напряжения, в которой ключ  $S$  заменен дополнительным тиратроном (а). Схема тиратронного частотомера (б).

(непосредственно на аноде тиратрона) будет равно падению напряжения на горящем разряде, т.е. примерно 15 в. Пока ключ  $S$  разомкнут ток через сопротивление  $R_2$  отсутствует и напряжение в точке В будет равно напряжению источника питания, т.е. 200 в. Следовательно, напряжение на конденсаторе  $C$ , включенном между точками А и В, будет равняться 185 в.

В момент замыкания ключа  $S$  точка  $B$  соединяется с катодом, и, так как конденсатор не может разрядиться мгновенно, напряжение на аноде тиратрона в этот момент будет равно  $-185$  в относительно катода и тиратрон гаснет (рис. 15-33, б). Далее конденсатор  $C$  начинает разряжаться и напряжение на нем стремится к нулю. За интервал времени от момента  $t_0$ , в который был замкнут ключ  $S$ , до момента  $t$ , когда напряжение в точке  $A$  достигает нулевого значения, напряжение на аноде тиратрона остается отрицательным. При этом газовое наполнение тиратрона деионизируется и восстанавливается управляющее действие сетки. Затем конденсатор  $C$  начинает перезаряжаться, напряжение в точке  $A$  становится положительным и со временем достигает напряжения источника питания. Однако тиратрон, запертый отрицательным напряжением на сетке, не сможет зажечься до тех пор, пока на сетку не будет подан новый импульс пускового положительного напряжения. Длительность интервала  $(t_1 - t_0)$  зависит от постоянной времени цепи  $(R_1 + R_2)C$  и при соответствующем выборе элементов этой цепи будет достаточна для деионизации тиратрона.

Механический прерыватель  $S$  может быть заменен вторым тиратроном (рис. 15-34, а).

Единственное различие в работе схем, указанных на рис. 15-33, а и рис. 15-34, а, состоит в том, что при зажигании тиратрона  $L_2$ , зажигающего ключ  $S$ , напряжение в точке  $B$  будет на  $15$  в выше напряжения на катоде тиратрона  $L_1$ .

Если на сетки тиратронов будет подано переменное напряжение от трансформатора (рис. 15-34, б), то в течение каждого полупериода один из тиратронов будет зажигаться, а другой гаснуть, причем в последующие положительные и отрицательные полупериоды тиратроны меняются ролями. При этом конденсатор  $C$  будет перезаряжаться и через миллиамперметр  $M$ , включенный последовательно с ним, потечет ток. Если интервал проводимости каждого из тиратронов меньше половины периода приложенного к сеткам переменного напряжения, то ток, идущий через миллиамперметр, будет прямо пропорционален частоте этого напряжения и не будет зависеть от его амплитуды. Поэтому рассмотренная схема может быть использована для измерения частоты.

### 15-17. Тиратронный счетчик импульсов

Схема, приведенная на рис. 15-34, симметрична и потому в ней после зажигания тиратрона  $L_2$  гаснет тиратрон  $L_1$  и, наоборот, при этом в каждый данный момент времени один из тиратронов находится в проводящем состоянии, а второй — в непроводящем.

Следовательно, положительный пусковой импульс можно подавать одновременно на сетки обеих ламп (рис. 15-35), так как на него будет реагировать только тот из тиратронов, который в данный момент времени находится в непроводящем состоянии. В момент подачи пускового импульса лампы меняются ролями.

Из сказанного вытекает, что как тиратрон  $L_1$ , так и тиратрон  $L_2$  будет зажигаться от каждого второго пускового импульса и потому дан-

ная схема может быть использована для «пересчета на 2», т.е. как счетчик, регистрирующий каждый второй импульс.

Если выходной сигнал схемы подать на следующий аналогичный блок, схема будет регистрировать каждый четвертый импульс, при включении еще одного блока — каждый восьмой импульс и т.д.

Наибольшая частота следования регистрируемых импульсов ограничивается в подобных схемах временем деионизации тиратронов. Поэтому область применения тиратронных счетчиков импульсов ограничивается частотами звукового диапазона, а на более высоких частотах используются вакуумные лампы.

### 15-18. Инвертеры

Устройства, предназначенные для преобразования постоянного тока в переменный, называются инвертерами. При использовании в инвертерах газоразрядных ламп может быть получен высокий к.п.д. преобразования.

В рассмотренной выше схеме (рис. 15-34) постоянное анодное напряжение тиратронов преобразуется в сигналы переменного напряжения. Амплитуда последнего может быть изменена при помощи трансформатора, включенного в анодную цепь тиратронов (рис. 15-36).

При зажигании тиратрона  $L_1$  положительным импульсом сетевого напряжения конденсатор  $C$  начинает заряжаться, его зарядный ток проходит через дроссель  $L$  и половину первичной обмотки трансформатора  $Tr_1$ . В следующий полупериод тиратрон  $L_2$  зажигается, а тиратрон  $L_1$  гаснет, как было показано выше, и ток течет через вторую половину обмотки трансформатора, соединенную с лампой  $L_2$ . При зажигании и гашении тиратронов в трансформаторе возникает переменная составляющая напряжения, передаваемая через вторичную обмотку трансформатора на нагрузку.

При наличии такого, близкого к идеальному, трансформатора, активным и реактивным сопротивлением которого можно пренебречь, процессы перезарядки конденсатора  $C$  происходят через цепочку, состоящую из дросселя  $L$  и сопротивления  $R'$ , и напряжение на конденсаторе изменяется в пределах от  $+U_c$  до  $-U_c$  (рис. 15-36, б).

Сопротивление  $R'$ , вносимое в первичную обмотку трансформатора связью с активной нагрузкой, включено параллельно обкладкам конденсатора  $C$  и шунтирует его (рис. 15-37). При малом сопротивлении  $R'$ , когда его шунтирующее действие на конденсатор достаточно велико, мгновенные значения напряжения на конденсаторе определяются уравнением

$$u_c = U_c e^{-R' t / L} \quad (15-28)$$

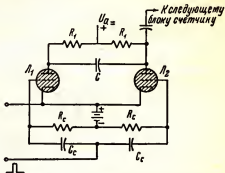


Рис. 15-35. Тиратронный счетчик импульсов.

Характер изменения напряжения на конденсаторе  $C$  иллюстрирует кривая, приведенная на рис. 15-36, б.

Если трансформатор  $Tr_1$  слабо нагружен по вторичной обмотке, сопротивление  $R'$  будет очень велико, а его шунтирующее действие на конденсатор  $C_2$  пренебрежимо мало. При этих условиях схема,

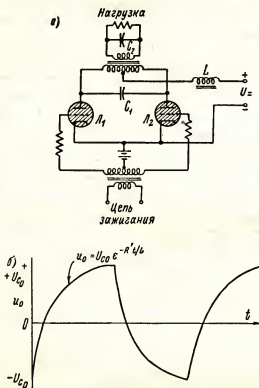


Рис. 15-36. Схема инвертора с посторонним возбуждением.

указанная на рис. 15-37, преобразуется в последовательную резонансную цепь, резонансная частота которой  $f_r = 1/\sqrt{LC}$ ; напряжение на вто-

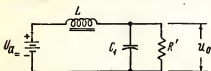


Рис. 15-37. Эквивалентная схема инвертера.

ричной обмотке трансформатора будет очень близко к синусоидальному, если частота переменного напряжения на сетках тиратронов и частота  $f_r$  будут равны.

В случаях, когда нагрузка трансформатора  $Tr_1$  не будет чисто активной, в первичную обмотку транс-

форматора, кроме сопротивления  $R'$ , вносится соответствующая реактивная компонента, добавляемая к  $L$  или  $C_1$ .

Чем слабее нагружен трансформатор, тем ближе к синусоидальному напряжению на его вторичной обмотке.

В рассмотренной выше схеме источник постоянного напряжения подключается к контуру только в течение коротких интервалов времени, вследствие чего мощность переменного тока, получаемого в дан-

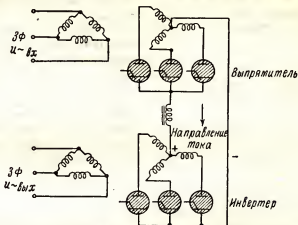


Рис. 15-38. Трехфазная комбинированная схема, состоящая из выпрямителя и инвертера.

ной схеме, будет невелика. Более сложные инвертерные устройства позволяют устранить этот недостаток.

Комбинируя инвертер с многофазной выпрямительной схемой, можно получить устройство, преобразующее частоту переменного тока. Подобные устройства применяются, например, для питания прокатных станов, требующих переменного напряжения частотой 25 гц.

Схема одного из устройств, предназначенных для преобразования частоты переменного тока, приведена на рис. 15-38. Сигнал зажигания подается на сетки тиратронов инвертерной группы от постороннего источника. При небольшом изменении цепи соединения выпрямительного и инвертерного блока данная схема может быть использована для преобразования постоянного напряжения в переменное.

### 15-19. Преобразователь низковольтного постоянного напряжения в высоковольтное, работающий на транзисторах

В практике нередко возникает необходимость в преобразовании низковольтного постоянного напряжения, получаемого от аккумулятора, в высоковольтное постоянное напряжение, необходимое для питания электронной аппаратуры и др.

Вибрационные преобразователи, используемые для этой цели, имеют малый срок службы вследствие относительно быстрого обгорания контактов, создают значительные помехи и недостаточно надежны в эксплуатации.

Безусловный практический интерес представляют преобразователи на полупроводниковых триодах — транзисторах, выполняющие те же функции и не имеющие недостатков, свойственных вибропреобразователям.

Типовая схема транзисторного преобразователя постоянного напряжения, работающая на двух мощных транзисторах, приведена на рис. 15-39.

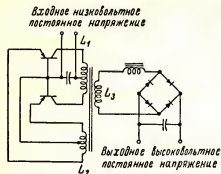


Рис. 15-39. Схема преобразователя низковольтного постоянного напряжения в высоковольтное, работающего на транзисторах.

Низковольтное постоянное напряжение питает двухтактный генератор с обратной связью, работающий на транзисторах, включенных по схеме с общей базой. Обмотка  $L_1$  трансформатора (и ее междувитковые емкости) используется в качестве основного колебательного контура; обратная связь между выходными и входными цепями транзисторов осуществляется через обмотку  $L_2$ .

Переменное напряжение, генерируемое этой схемой, передается на обмотку  $L_3$ , питающую выпрямительный мостик, работающий на полупроводниковых диодах.

Величина выпрямленного напряжения, определяемая соотношением между числом витков в обмотках  $L_1$  и  $L_2$ , может изменяться в широких пределах.

При использовании типовых силовых трансформаторов частота генерируемых комбинаций лежит в пределах 60—100 гц. При более высоких частотах возрастают потери в обмотках и в сердечнике трансформатора и к. п. д. преобразователя понижается.

В мощных транзисторах мощность выходного постоянного напряжения достигает нескольких сотен ватт. Если транзисторы работают в режиме класса В, общий к. п. д. схемы равен 80%.

## 15-20. Полупроводниковые управляемые выпрямители

Управляемые кремниевые выпрямители — тринисторы — представляют собой трехэлектродные полупроводниковые приборы, в которых, кроме двух основных электродов — анода и катода, — имеется третий — управляющий — электрод.

Если напряжение и ток в цепи управляющего электрода отсутствуют, тринистор имеет очень высокое сопротивление между анодом и катодом и в прямом и в обратном направлении и пробивается при напряжении в несколько сотен вольт.

При подаче на управляющий электрод небольшого — 1—2 в — напряжения пробивное напряжение тринистора в прямом направлении быстро уменьшается с возрастанием тока в цепи этого электрода и достигает 3—5 в при токе в несколько десятков миллиампер, а



высокое пробивное напряжение в обратном направлении остается неизменным.

При пробое высокое сопротивление тринистора в прямом направлении скачком уменьшается до незначительной величины и далее этот прибор работает как обычный выпрямительный диод.

Таким образом, по эксплуатационным характеристикам тринистор подобен тиратрону и позволяет при помощи очень малой мощности управлять значительной мощностью в анодной цепи прибора.

В одном из недавно выпущенных тринисторов управление выпрямленной мощностью в 6400 *вт* осуществляется мощностью в 0,02 *вт*, подводимой к управляющему электроду.

В другом, еще более мощном тринисторе, при отсутствии тока в цепи управляющего электрода пробивное напряжение в прямом и обратном направлении составляет 500 *в*.

С возрастанием тока в цепи управляющего электрода пробивное напряжение в обратном направлении остается неизменным, а в прямом направлении уменьшается до 4 *в* при токе в цепи управляющего электрода 50 *ма* и напряжении 2 *в*.

После завершения процесса пробоя падение напряжения на тринисторе уменьшается до 0,8—1,2 *в* при полном токе нагрузки, равном для рассматриваемого прибора 50 *а* (во время кратковременной работы) и 30 *а* (во время длительной непрерывной работы).

Стабильное падение напряжения на открытом тринисторе до 1 *в* устанавливается уже при выпрямленном токе около сотых долей ампера, что обеспечивает высокий к.п.д. прибора.

Длительность процесса пробоя в тринисторе составляет всего 0,8—1,5 *мксек* и длительность процесса полного восстановления высокого пробивного напряжения в прямом направлении 10—30 *мксек*.

Это позволяет использовать тринистор в качестве быстродействующего мощного бесконтактного переключателя.

Предполагается, что с развитием тринисторов управляемая ими мощность достигнет десятков и сотен киловатт.

Перспективной считается способность тринисторов преобразовывать постоянный ток в переменный при высоком к.п.д. системы.

### Задачи

**15-1.** Ртутный тиратрон загорается при указанных ниже значениях напряжения на аноде и сетке:

$u_a, \text{ в}$ . . . . .	10	20	40	80	140	240
$u_c, \text{ в}$ . . . . .	0	-1	-2	-3	-4	-5

Начертить кривую зажигания (т.е. кривую мгновенных значений напряжения на сетке, при которых загорается тиратрон), соответствующую переменному анодному напряжению 120 *в* (эфф.).

Определить угол зажигания тиратрона при указанном анодном напряжении и следующих напряжениях на сетке: а)  $u_c = -2 \text{ в}$ ; б)  $u_c = -4,5 \text{ в}$ .

Найти сдвиг фазы переменного анодного напряжения, при котором тиратрон загорается в моменты  $\Theta_1 = 45^\circ$  или  $\Theta_1' = 150^\circ$ , если на сетку подается переменное напряжение 24 *в* (амплитуды).

15-2. Тиратрон, работающий в схеме однополупериодного выпрямления, имеет следующие параметры: максимальная амплитуда импульса анодного тока  $I_{m\max} = 1,5 \text{ а}$ ; максимальное среднее значение выпрямленного тока  $I_{\text{ср}} = 0,6 \text{ а}$ .

Найти наименьшее значение сопротивления нагрузки, при котором указанные выше нормы не будут превышены, если анодное напряжение равно  $240 \text{ в}$  (эфф.) и угол зажигания изменяется в пределах от  $0$  до  $90^\circ$ .

15-3. В цепь сетки тиратрона, соответствующего условиям задачи 15-2, включен фазосдвигающий мост RC-типа, емкость которого  $5 \text{ мкф}$ , частота питающего напряжения  $60 \text{ гц}$ .

В каких пределах необходимо изменять сопротивление  $R$  для того, чтобы угол зажигания тиратрона изменялся от  $0$  до  $90^\circ$ ?

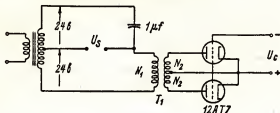


Рис. 15-40.

Какова должна быть индуктивность дросселя  $L$  в фазосдвигающем мосте  $RL$ -типа, которая при тех же пределах изменения сопротивления  $R$  обеспечит возможность столь же широкой регулировки момента зажигания?

15-4. Тиратрон, работающий в однополупериодной выпрямительной схеме на чисто активную нагрузку, имеет следующие параметры: максимально допустимое значение амплитуды импульса анодного тока  $I_{m\max} = 40 \text{ а}$ ; максимальное среднее значение выпрямленного тока  $I_{\text{ср}} = 6,4 \text{ а}$ .

Определить величину наибольшей допустимой задержки момента зажигания, при которой амплитуда импульса анодного тока и его постоянная составляющая будут иметь максимально допустимые значения.

15-5. В схеме, показанной на рис. 15-40, сдвиг фазы напряжения  $U_s$  может изменяться в пределах от  $0$  до  $90^\circ$ . Трансформатор  $Tr_1$  — идеальный, коэффициент трансформации его  $N_2 : N_1 = 3$ .

Определить усредненное внутреннее сопротивление триодов 6C2C из их статических характеристик и построить кривую зависимости постоянного выпрямленного напряжения  $U_c$  от сдвига фазы напряжения  $U_s$ .

15-6. Напряжение зажигания (т.е. напряжение на сетке тиратрона) можно считать равным нулю при любом значении анодного напряжения. На сетку подано переменное напряжение  $U_c = 24 \text{ в}$  (ампл.), сдвинутое по фазе на  $90^\circ$  относительно анодного напряжения, и напряжение смещения, изменяемое в пределах от  $-24 \text{ в}$  до  $+24 \text{ в}$ .

Расчитать и построить кривые зависимости угла зажигания тиратрона и постоянной составляющей выпрямленного тока от напряжения смещения.

15-7. Игнитрон, питаемый переменным анодным напряжением  $U_a = 120 \text{ в}$  (эфф.), частотой  $60 \text{ гц}$  работает на чисто активную нагрузку с сопротивлением  $100 \text{ ом}$ . Угол зажигания игнитрона равен  $50^\circ$ .

Полагая, что падение напряжения на лампе  $20 \text{ в}$ , определить: а) постоянную составляющую выпрямленного тока; б) подводимую мощность; в) мощность, рассеиваемую на игнитроне; г) эффективное значение тока в нагрузке.

15-8. Двухполупериодный игнитронный выпрямитель заряжает до  $240 \text{ в}$  аккумуляторную батарею, имеющую сопротивление  $1 \text{ ом}$ . Падение напряжения на каждом игнитроне равно  $15 \text{ в}$ ; напряжение на каждой фазе вторичной обмотки трансформатора, питающего игнитроны,  $300 \text{ в}$  (эфф.).

Рассчитать и начертить кривую зависимости времени заряда от угла горения игнитронов.

**15-9.** Шестифазный выпрямитель, отдающий 50 *квт* выпрямленной мощности при напряжении 600 *в*, работает ежесуточно в следующем режиме: 8 часов — при нагрузке, составляющей 80% от номинального значения, и 16 часов при нагрузке 10% от номинальной.

Определить, при использовании каких выпрямительных ламп — игнитронов или тиратронов — выпрямитель будет потреблять от питающей сети меньше электроэнергии, если падение напряжения на каждом из тиратронов равно 12 *в*, напряжение накала 5 *в* и ток накала 20 *а*, а падение напряжения на каждом из тиратронов равно 22 *в* и мощность, затрачиваемая в цепи зажигания, пренебрежимо мала.

Подсчитать стоимость электроэнергии, потребляемой тиратронным и игнитронным вариантом выпрямителя, если стоимость 1 *квт-часа* составляет 40 *коп.*

**15-10.** Однополупериодный тиратронный выпрямитель питает соленсид, имеющий активное сопротивление 10 *ом* и индуктивность 0,15 *гн*. Частота питающего напряжения 60 *гц*; эффективное напряжение на вторичной обмотке трансформатора 115 *в*.

Определить постоянную составляющую и амплитуду импульса выпрямленного тока, если угол зажигания тиратрона равен 50°.

**15-11.** Используя уравнения (15-19) и (15-22), вывести уравнение постоянной составляющей выпрямленного напряжения, получаемого в двухполупериодной выпрямительной схеме.

**15-12.** Сварочный трансформатор, потребляющий 50 *квa*, включен по схеме, указанной на рис. 15-30, б; трансформатор питается — от сети переменного тока напряжением 240 *в*, частотой 60 *гц*. При разомкнутой вторичной обмотке напряжение на первичной обмотке последовательного трансформатора  $Tr_1$  равно 220 *в*. На игнитроны, питаемые от вторичной обмотки этого трансформатора, может быть подано обратное напряжение, не превышающее 15 000 *в* (по амплитудному значению).

Определить: а) постоянную составляющую анодного тока каждой лампы; б) напряжение на вторичной обмотке последовательного трансформатора  $Tr_1$  и его мощность в киловольтах.

**15-13.** Игнитроны типа С 500-вольтовой серии (см. табл. 15-1), включенные по схеме, указанной на рис. 15-30, б, питают сварочный трансформатор, потребляющий 150 *квa*.

Определить относительную длительность сварочного цикла и постоянную составляющую тока, проходящего через каждый из игнитронов в момент сварки.

**15-14.** Станок точечной сварки, потребляющий 250 *квa* при напряжении 500 *в*, питается от сети переменного тока частотой 60 *гц*. Полный рабочий цикл станка имеет длительность 4 *сек.* и состоит из четырех рабочих серий продолжительностью 10 периодов каждая; рабочие серии разделены паузами длительностью 20 периодов, причем после последней — четвертой — рабочей серии следует перерыв продолжительностью в 140 периодов.

Пользуясь табл. 15-1, подобрать игнитроны, которые будут работать в этой схеме, и рассчитать следующие данные их режима: а) среднее значение тока лампы в течение непрерывной серии импульсов сварочного тока; б) среднее значение тока лампы за полный рабочий цикл; в) эффективное значение тока обеих тиратронов за полный рабочий цикл.

**15-15.** Два игнитрона типа А 250-вольтовой серии (см. табл. 15-1), включенные по схеме, указанной на рис. 15-30, б, управляют питанием сварочного станка. Последний потребует 500 *квa* при напряжении 250 *в*. Частота переменного напряжения в питающей сети 60 *гц*.

Найти наибольшую допустимую длительность (в периодах) непрерывной серии импульсов сварочного тока.

Определить температуру воды на выходе охлаждающей системы, если температура воды на входе 15°С, падение напряжения на игнитроне 20 *в* и после каждого рабочего периода следует пауза, длительность в один период.

**15-16.** В схеме, указанной на рис. 15-33, а,  $R_1 = 100$  *ом* и  $R_2 = 5000$  *ом*. В момент замыкания ключа S тиратрон, находившийся ранее в проводящем состоянии, гаснет. Падение напряжения на тиратроне 20 *в*; время деионизации его 500 *мксек*.

Найти емкость конденсатора С, достаточную для предотвращения самопроизвольного зажигания тиратрона после замыкания ключа S.

# ЛИТЕРАТУРА

1. Hull, A. W.: Hot Cathode Thyratrons, *Gen. Elec. Rev.*, 32:213, 390 (1929).
  2. Slepian, J., and L. R. Ludwig: A New Method of Initiating the Cathode of an Arc, *Trans. AIEE*, 52:693 (1933).
  3. Nottingham, W. B.: Characteristics of Small Grid-controlled Hot-cathode Mercury Arcs or Thyratrons, *J. Franklin Inst.*, 211:271 (1931).
  4. Steiner, H. C., A. C. Gable, and H. T. Maser: Engineering Features of Gas-filled Tubes, *Elec. Eng.*, 51:313 (1932).
  5. Cobine, J. D.: "Gaseous Conductors," McGraw-Hill Book Company, Inc. New York, 1941.
  6. Herskind, C. C., and E. J. Remscheid: Excitation, Control, and Cooling of Ignitrons, *Trans. AIEE*, 65:632 (1946).
  7. Myers, H. C., and J. H. Cox: Excitation Circuits for Ignitron Rectifiers, *Trans. AIEE*, 60:943 (1941).
  8. Holubow, H.: D-C Saturable Reactors for Control Purposes, *Electronic Ind.*, March, 1945.
  9. Palmer, H. L.: Electronic Welding Control, *Electronics*, 10:20 (June 1937).
  10. Bivens, M. E.: Seam and Pulsation Welding Controls, *Electronics*, 15:55 (September, 1942).
  11. Tompkins, F. N.: The Parallel Type of Inverter, *Elec. Eng.*, 52:253 (1933).
  12. Willis, C. H., B. D. Bedford, and F. R. Elder: Constant-current D-C Transmission, *Elec. Eng.*, 54:102 (1935).
  13. Willis, C. H., R. W. Kuenning, E. F. Christensen, and B. D. Bedford: Design of Electronic Frequency Changers, *Trans. AIEE*, 63:1070 (1944).
  14. Wagner, C. F.: Parallel Inverter with Inductive Load, *Elec. Eng.*, 55:970 (1936).
-

## ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

### РЕЛЕ ВРЕМЕНИ. УПРАВЛЯЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ЭЛЕКТРОСВАРОЧНЫХ СТАНКОВ

Реле применяются в случаях, когда необходимо посредством малой электрической мощности коммутировать цепи большой мощности, т.е. производить их включение и переключение. Для уменьшения мощности управляющего сигнала часто используют ламповые усилители. В цепях коммутации сравнительно малых токов и в различных схемах, задающих требуемую задержку времени, т.е. включающих (или выключающих) управляемую цепь по истечении заданного времени после прихода управляющего сигнала, широкое распространение имеют также вакуумные и газоразрядные лампы.

Для получения задержки времени от нескольких секунд до нескольких минут часто применяют контактную систему, приводимую в движение синхронным двигателем. Если к стабильности заданной задержки времени не предъявляется жестких требований, в качестве органа задающего время задержки можно использовать биметаллическую пластинку с нагревателем (биметаллическое реле времени) или термосопротивление. Для получения задержки времени от долей секунды до нескольких минут пользуются схемами с вакуумными лампами, в которых время задержки определяется постоянной времени  $RC$ -цепи, а для получения еще меньших задержек — от долей секунды до нескольких микросекунд — применяются различные виды генераторов, мультивибраторов и электронных счетчиков.

#### 16-1. Электромагнитные реле

Маломощные электромагнитные реле, широко используемые в телефонной, связной и иной слаботочной аппаратуре, не могут непосредственно коммутировать цепи с большим током. Однако и подобные реле могут использоваться для управления значительными нагрузками, при условии, что они будут включены в сеточную цепь лампы, как показано на рис. 16-1 (прерыватель  $S$ ). Сопротивление  $R_1$ , включаемое последовательно с этим прерывателем, должно иметь порядок нескольких мегом. В анодную цепь лампы включено более мощное реле, работой которого управляет прерыватель  $S$ .

Напряжение  $U_1$  должно быть больше, чем напряжение  $U_2/\mu$ ; поэтому при разомкнутом прерывателе  $S$  ток сетки, проходя через сопротивление  $R_1$ , создает на нем достаточно большое отрицательное напряжение смещения и лампа будет заперта. При замыкании прерывателя  $S$  постоянное напряжение на сетке становится равным напряжению катода, лампа открывается и в ее анодной цепи в течение положительных

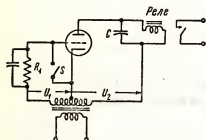


Рис. 16-1. Схема включения реле.

полупериодов переменного напряжения  $U_1$  будут проходить полусинусоидальные импульсы анодного тока. Эти импульсы и приводят в действие мощное реле, включенное в анодную цепь лампы. Пульсация напряжения на обмотке реле, возникающая при прохождении через него импульсов анодного тока, сглаживается емкостью  $C$ .

Если прерыватель  $S$  включить последовательно с сопротивлением утечки  $R_1$ , то лампа запирается при замыкании прерывателя и открывается при его размыкании, если в схему будет включено дополнительное устройство, замыкающее цепь сетки по постоянному току в последнем случае.

## 16-2. Реле времени постоянного тока

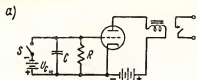
Для задержки срабатывания и отпускания реле могут быть использованы  $RC$ -цепи. Одна из подобных схем приведена на рис. 16-2, а. Когда прерыватель  $S$  замкнут, сетка лампы находится под отрицательным напряжением  $U_{c-}$ , так как емкость  $C$  будет заряжена до этого напряжения. Когда же прерыватель  $S$  размыкается, конденсатор  $C$  начинает медленно разряжаться через сопротивление  $R$  и отрицательное напряжение на сетке лампы медленно уменьшается соответственно закону  $u_c = U_{c-} e^{-t/RC}$ .

При достаточном уменьшении отрицательного напряжения на сетке лампы появляется анодный ток, и через время  $t$ , после размыкания прерывателя  $S$ , этот ток достигает такого значения, при котором происходит срабатывание реле, включенного в анодную цепь. Если в момент срабатывания реле напряжение сетки будет равно  $U_{c1}$ , время задержки может быть определено из уравнения

$$T = RC \ln \frac{U_{c-}}{U_{c1}} \text{ сек.} \quad (16-1)$$

Это выражение справедливо при условии, что напряжение источника анодного питания остается постоянным, а индуктивность обмотки реле и утечка конденсатора пренебрежимо малы.

На рис. 16-2, б показана иная схема, в которой последовательная  $RC$ -цепь используется для получения заданной задержки выключения анодного реле после прихода управляющего сигнала. Реле в схеме будет замкнуто, когда переключатель  $S$  находится в положении 1 и конденсатор закорочен. Если переключатель  $S$  перевести в положение 2, конденсатор начинает заряжаться и отрицательное напряжение на нем будет возрастать по закону:



$$u_c = U_{c_{\text{max}}} (1 - e^{-t/RC}).$$



Рис. 16-2. Реле времени с  $RC$ -цепью.

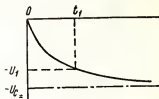


Рис. 16-3. Экспоненциальное изменение напряжения на сетке лампы, работающей в схеме, указанной на рис. 17-2, а.

Задержка данной схемы определяется временем, за которое анодный ток лампы уменьшается до значения, соответствующего размыканию реле. Если при этом значении анодного тока напряжение на сетке будет равно  $U_{c_0}$ , время задержки можно определить из выражения

$$T = R \ln \frac{U_{c_{\text{max}}}}{U_{c_{\text{max}}} - U_{c_0}} \text{ сек.} \quad (16-2)$$

Здесь  $U_{c_0}$  и  $U_{c_{\text{max}}}$  имеют отрицательные значения.

Рассмотренные выше схемы не обеспечивают высокой точности задержки времени и используются для создания задержек порядка нескольких секунд. Из рассмотрения кривой  $u_c = f(t)$ , приведенной на рис. 16-3, следует, что при значительных выдержках времени, рабочая точка, соответствующая напряжению  $U_{c_0}$ , будет находиться на пологом участке экспоненциальной кривой, а при этом нельзя обеспечить удовлетворительную стабильность задаваемой схемой задержки времени, так как многие факторы, например случайные изменения напряжений  $U_{c_{\text{max}}}$  и  $U_{c_0}$ , могут вызвать заметное изменение времени задержки.

Увеличение постоянной времени  $RC$ -цепи, при котором рабочая точка перемещается на достаточно крутой участок экспоненты, не приведет к существенному улучшению стабильности времени задержки. При увеличении постоянной времени  $RC$ -цепи за счет увеличения сопротивления  $R$  ток сетки лампы может стать сравнимым по величине с зарядным током конденсатора; при увеличении же емкости конденсатора возрастает его ток утечки, а стабильность работы схемы не увеличивается.

### 16-3. Реле времени переменного тока

В устройствах промышленного назначения наиболее удобны и экономичны релейные схемы, питание которых производится непосредственно от сети переменного тока без каких-либо дополнительных выпрямителей. Принципиальная схема двух подобных релейных схем показана на рис. 16-4.

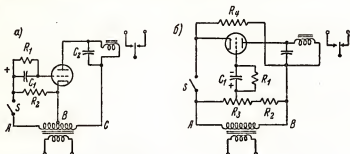


Рис. 16-4. Реле времени, управляемое переменным током.

Рассмотрим схему, приведенную на рис. 16-4, а. Когда прерыватель  $S$  замкнут, лампа будет заперта, благодаря отрицательному напряжению смещения, возникающему на сопротивлении  $R_1$  за счет сеточных токов. При этом конденсатор  $C_1$  должен иметь достаточно большую емкость. Иначе при малой — по сравнению с периодом переменного напряжения — постоянной времени цепи  $R_1 C_1$  напряжение на сетке лампы в течение отрицательных полупериодов питающего переменного напряжения будет сильно уменьшаться за счет разряда конденсатора  $C_1$  через сопротивление  $R_1$ , что приведет к неустойчивости работы схемы. При достаточно большой постоянной времени рассматриваемой  $R_1 C_1$ -цепи напряжение смещения будет примерно равно амплитудному значению напряжения  $U_{AB}$ , и лампа будет надежно заперта.

При размыкании прерывателя  $S$  сеточная цепь отделяется от источника переменного напряжения и соединяется с катодом лампы через сопротивление  $R_2$  величиной около 50 ком. Конденсатор  $C_1$  разряжается через сопротивление  $R_1$ , и отрицательное напряжение смещения уменьшается по экспоненциальному закону. В результате появляется анодный ток, величина которого достигает значения, необходимого для срабатывания реле. Величина задержки времени определяется здесь выбором значений  $R_1$  и  $C_1$ . Пульсации напряжения в обмотке реле, обусловленные импульсным характером анодного тока, сглаживаются емкостью  $C_2$ .

Схема, приведенная на рис. 16-4, б, аналогична описанной выше и отличается от нее только тем, что на постоянное напряжение, смещение, имеющееся на сетке лампы, наложена небольшая переменная составляющая. Это увеличивает стабильность работы схемы, особенно при малых задержках времени, когда имеется тенденция к синхронизации



управляющего сигнала с питающим переменным напряжением. Данные схемы позволяют получить заданную задержку времени после размыкания и после замыкания прерывателя  $S$ . После размыкания ключа  $S$ , благодаря наличию цепи  $R_1 C_1$ , происходит сеточное детектирование напряжения в те полупериоды, когда анод лампы положителен относительно катода, причем постоянная составляющая тока сетки замыкается через сопротивление  $R_4$ . Конденсатор  $C_1$  быстро заряжается до амплитудного значения переменного напряжения, имеющегося на сопротивлении  $R_2$  и части сопротивления  $R_3$ . Это напряжение, являющееся отрицательным напряжением смещения на сетке, должно быть больше напряжения отсечки лампы. Лампа запирается несколько раньше — в момент, когда напряжение смещения становится равным напряжению отсечки.

При замыкании ключа  $S$  напряжение конденсатора  $C_1$  подается на промежуток сетка—катод, причем подаваемая на сетку переменная составляющая напряжения равна падению напряжения на части сопротивления  $R_3$ , включенной между движком и прерывателем  $S$ .

Кривая изменения напряжения на сетке показана на рис. 16-5; моменту замыкания ключа  $S$  соответствует момент  $t = 0$ . Далее, вследствие разряда конденсатора  $C_1$  через сопротивление  $R_1$ , отрицательное напряжение на сетке постепенно уменьшается и через некоторое время в анодной цепи в положительные полупериоды появляются импульсы тока, обусловленные наличием переменной составляющей сеточного напряжения. Эти импульсы анодного тока и вызывают срабатывание выходного реле.

Перемещение движка потенциометра  $R_3$  влево приводит к увеличению напряжения смещения, а следовательно, и к увеличению времени задержки. Одновременно уменьшается и амплитуда переменной составляющей сеточного напряжения, что также приводит к увеличению времени задержки. Поэтому, регулируя величину сопротивления  $R_3$ , можно изменять время задержки в широких пределах, например от 0,5 до 12 сек. Так же, как и в предыдущих схемах, величина времени задержки определяется, в основном, величиной емкости  $C_1$  и сопротивления  $R_1$ .

В схемах реле времени, кроме триодов, могут быть использованы пентоды и маломощные тиратроны, причем в анодную цепь тиратронных схем можно включать менее чувствительные реле, чем в схемы с вакуумными лампами.

Разрешающее время, т.е. интервал времени, по прошествии которого можно производить повторное включение реле, зависит от схемы

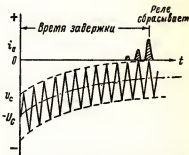


Рис. 16-5. Изменение сеточного напряжения лампы, работающей в схеме, указанной на рис. 16-4, в при замыкании ключа  $S$ .

управления его работой. В схемах, управляемых переменным током, разрешающее время ограничивается временем нарастания переменного напряжения. Поэтому в быстродействующих релейных устройствах, которые должны иметь малое разрешающее время, применяются реле времени, управляемые постоянным током, и все питающие напряжения жестко стабилизируются.

#### 16-4. Измерение малых интервалов времени

Для прецизионного измерения интервалов времени между какими-либо двумя последовательными явлениями используются десятичные электронные счетчики импульсов, описанные в девятой главе.

На рис. 16-6 показана быстродействующая схема, называемая схемой пропускания. При подаче управляющего сигнала на один из входов, отмеченный индексом «запуск», схема начинает работать, а при подаче сигнала на другой вход «стоп» схема выключается. Одновременно с включением данной схемы от прецизионного кварцевого генератора, работающего на частоте 100 кГц, подаются сигналы стабильной частоты. После деления частоты, осуществляемого синхронизированным мультивибратором, сигналы подаются на вход десятичной пересчетной схемы. Этот электронный счетчик регистрирует число периодов сигнала стабильной частоты, которое проходит за интервал времени между подачей сигналов «пуск» и «стоп». Счетная схема имеет визуальную индикацию промежуточных состояний каждой декады. При расположении неоновых индикаторов в окошках, снабженных соответствующими цифровыми индексами, можно непосредственно отсчитывать зарегистрированное число импульсов.

Пятидекадная счетная схема (рис. 16-6) позволяет регистрировать до 100 000 отсчетов. В случае, иллюстрируемом данным рисунком, в течение интервала времени между запуском и выключением схемы,

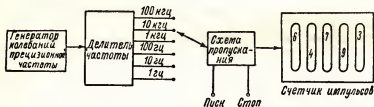


Рис. 16-6. Блок-схема прибора для точного измерения интервалов времени.

через нее прошло 64 793 импульса длительностью 100 мксек каждый. Следовательно, время работы схемы равняется 64 793 · 100 мксек, или 6,4793 сек.

Описанное устройство позволяет производить измерение интервалов времени длительностью от 10 мксек до 100 000 сек. Для увеличения диапазона измерения число счетных декад должно быть увеличено.

Данное устройство может быть использовано и для обратной задачи — определения частоты сигнала подсчетом числа периодов его частоты за определенный интервал времени. В этом случае стабилизированный кварцем генератор, работающий на частоте 100 кГц, используется для получения калиброванных интервалов времени. В начале и в конце каждого такого интервала на соответствующие клеммы схемы пропус-

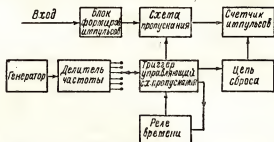


Рис. 16-7. Блок-схема устройства для точного измерения частоты периодического сигнала.

кания подаются сигналы «пуск» и «стоп». Напряжение, частота которого измеряется, подается через схему на электронный счетчик импульсов. Счетчик подсчитывает число периодов данного напряжения, зарегистрированных в течение фиксированного интервала времени. Такое устройство показано на рис. 16-7. В зависимости от частоты исследуемого сигнала длительность калиброванных интервалов времени может изменяться в пределах от 0,001 до 10 сек. Управление схемой «пуск» — «стоп» производится триггером, который также дает сигнал, возвращающий электронный счетчик импульсов в исходно-нулевое состояние после окончания каждого цикла подсчетов. При повторении измерения снова подсчитывается число импульсов, проходящих в течение калиброванного интервала времени, задаваемого стабилизированным генератором.

Если прецизионный генератор имеет устройство для температурной стабилизации кварца, то описанные приборы обеспечивают точность измерения длительности временных интервалов и частоты исследуемого сигнала не ниже 0,001%. При этом амплитуда входного сигнала в подобных схемах обычно должна быть не менее нескольких вольт.

## 16-5. Электросварка

Электрическая сварка применяется для соединения металлических деталей. Нагрев деталей происходит за счет прохождения электрического тока через свариваемый металл в месте сварки. Сварной шов получается прочным только в том случае, когда электроды, через которые ток подводится к металлу, обеспечивают достаточное давление на свариваемые детали в течение всего процесса сварки и небольшого дополнительного интервала времени, необходимого для затвердевания

металла в месте сварки. При точечной сварке детали соединяются серией сваренных точек; при шовной сварке место сварки имеет вид сплошного длинного сварного шва, соединяющего детали. Для получения непрерывных сварных швов используются охлаждаемые водой роликовые электроды. Источник питания сварочного устройства подает

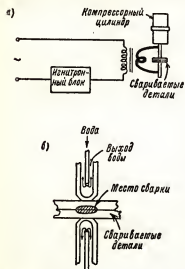


Рис. 16-8. Схематический эскиз электросварочного устройства (а). Электроды с водяным охлаждением (б).

на электроды пульсирующее напряжение, что предотвращает перегрев электродов.

Использование электронных схем для регулирования величины сварочного тока и его длительности расширяет возможность применения электросварки, так как алюминий, легированные стали и другие металлы удовлетворительно свариваются только при определенной продолжительности сварочного тока фиксированной величины. Подобные схемы позволяют регулировать длительность прохождения сварочного тока с точностью до нескольких периодов питающего напряжения.

Современные сварочные аппараты, приводимые в действие ножной педалью, автоматически обеспечивают выполнение требуемых операций по сигналу оператора.

Такие устройства работают следующим образом. Сразу же после нажима педали в специальный цилиндр нагнетается воздух, который приводит в действие компрессорную систему,

прижимающую с заданным давлением подвижный электрод к месту сварки. Через игнитронную схему (рис. 16-8, а) подается импульс сварочного тока, длительность которого (в зависимости от вида свариваемых материалов) составляет от нескольких периодов питающего напряжения до нескольких секунд. Часто сварочный ток достигает нескольких тысяч ампер. Прохождение этого тока через толщу металла сопровождается выделением тепловой энергии, пропорциональной  $I^2R$ , и, благодаря совместному действию нагрева и давления, металлические детали свариваются.

Контактные поверхности электродов охлаждаются водой. Время сварки бывает настолько мало, что свариваемые детали нагреваются только в области непосредственного контакта свариваемых поверхностей и наружные поверхности свариваемых деталей не размягчаются (рис. 16-8, б). Именно поэтому сварочный ток подается короткими импульсами. В течение некоторого интервала времени после окончания импульса сварочного тока расплавленный металл в месте сварки затвердевает, затем снимается давление на подвижный электрод. Для этого давление воздуха в цилиндре уменьшают и электроды разводит. Во

многих автоматических сварочных аппаратах имеется несколько электродов, которые прижимаются к свариваемому металлу, и сварка производится одновременно в нескольких точках.

Величина и длительность сварочного тока зависят от толщины и формы свариваемых деталей и удельного сопротивления металла. Материалы с большим удельным сопротивлением, например легированные

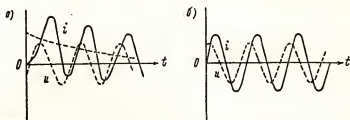


Рис. 16-9. Переходные процессы в цепи сварочного тока: *а* — при неудачном выборе момента включения сварочного тока; *б* — при включении схемы в момент, соответствующий нулевому значению сварочного тока.

стали, свариваются значительно легче, чем алюминий или медь, имеющие малое удельное сопротивление. Материалы с низким коэффициентом теплопроводности также свариваются легко, так как в них затруднен естественный отвод тепла и металл в месте сварки расплавляется достаточно быстро.

Давление электродов в месте сварки должно быть тщательно регулировано (при малом давлении сварка получается непрочной, а при чрезмерно большом давлении могут быть повреждены наружные поверхности свариваемых деталей).

Включение и выключение сварочного тока происходят в те моменты времени, когда импульсы тока, питающего сварочное устройство, имеют нулевое мгновенное значение.

При таком способе управления током, называемом синхронным управлением, исключается возможность возникновения переходных процессов в моменты включения и выключения и сварочный ток будет стабилен во времени (рис. 16-9, б).

При несинхронном же управлении сварочным током в момент включения возникает бросок тока, который вызывает усиленный разогрев места сварки в течение нескольких первых полупериодов напряжения. Поэтому несинхронное управление сварочным током можно применять только в случаях, когда длительность прохождения сварочного тока превышает одну секунду и форсированный нагрев в течение начальной части периода сварки не оказывает существенного влияния на тепловой баланс свариваемых деталей непосредственно в процессе сварки.

## 16-6. Автоматическое устройство, задающее нужную последовательность операций при сварке

Простое несинхронное управление сваркой может быть осуществлено с помощью четырех реле времени типа, показанного на рис. 16-4, б.

Функциональная блок-схема этого устройства приведена на рис. 16-10. Здесь  $S$  — прерыватель, соединенный с ножной педалью, управляемой оператором. После установки свариваемых деталей на станке, оператор нажимает педаль и начинается нагнетание воздуха в компрессорную систему, сжимающую электроды.

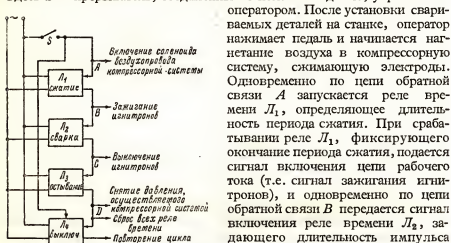


Рис. 16-10. Схема автоматического управления последовательностью операций, выполняемых сварочным станком.

В течение периода остывания давление на свариваемые детали должно сохраняться. По окончании этого периода реле  $L_3$  срабатывает и подает сигнал на компрессорную систему, по которому снимается давление на электродах. Одновременно по цепи обратной связи  $D$  передается сигнал, переводящий все ранее сработавшие реле в исходное состояние. Если оператор к данному моменту времени еще не отпустил педаль, то через заданный интервал времени на вход системы подается новый сигнал запуска и цикл повторяется один или несколько раз, в зависимости от продолжительности включения ножной педали. При отпуске педали свариваемые детали перемещаются, после чего оператор снова включает ножную педаль и производится сварка в новой точке.

Таким образом, оператор имеет возможность, не занимая рук, которыми он только перемещает свариваемые детали, во время интервалов, задаваемых реле времени  $L_4$ , производить сварку во многих точках. Для регулировки задержки времени каждого из реле можно использовать потенциометр в цепи сетки ( $R_3$  в схеме, приведенной на рис. 16-4, б) или какой-либо иной регулируемый элемент схемы.

### 16-7. Синхронное управление сваркой

Зажигание игнитронов в момент, когда мгновенное значение сварочного тока равно нулю, позволяет устранить возможность возникновения переходных процессов в цепи сварочного тока, что улучшает качество сварки.

На рис. 16-11 приведена одна из типовых схем синхронного управ-

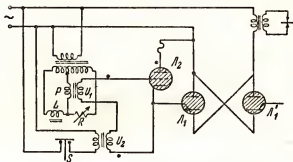


Рис. 16-11. Схема синхронного включения сварочного тока.

ления, обеспечивающая включение и выключение ингибиторов в моменты нулевого значения сварочного тока.

Моментом включения цепи поджига игнитронов в схеме управляют тиратрон  $L_2$ , в цепь сетки которого включено фазосмещающее устройство, и пик-трансформатор, дающий напряжение  $U_1$ . Напряжение  $U_2$  находится в противофазе с анодным напряжением тиратрона, благодаря чему во время положительного полупериода анодного напряжения напряжение на сетке будет отрицательно. Кроме того, амплитуда напряжения  $U_2$  значительно превышает напряжения пик-трансформатора  $E_1$ . При наличии напряжения  $U_2$ , включаемого прерывателем  $S$ , тиратрон не зажигается. При размыкании ключа  $S$ , что может производиться, например, с помощью реле времени, контролирующего период сжатия свариваемых деталей, напряжение  $U_2$  снимается с сетки тиратрона, после чего первый же импульс напряжения  $U_1$ , подаваемого с пик-трансформатора, зажигает тиратрон.

В предыдущей главе было показано, что импульсы напряжения протекают во вторичной обмотке пик-трансформатора в течение интервалов, близких к моментам перехода через 0 напряжения на его первичной обмотке. Благодаря этому тиратрон, а затем и игнитроны будут зажигаться в интервалы времени, близкие к моментам перехода через нуль сварочного тока. Точная регулировка сдвига фазы напряжения пик-трансформатора производится при помощи сопротивления  $R$ , включенного в одну из ветвей фазосдвигающего моста.

Отрицательное напряжение, запирающее тиратрон до момента запуска, можно подавать на его сетку и от источника постоянного напряжения, который отключается при запуске схемы.

## 16-8. Следящая система

Переходные процессы установления сварочного тока, возникающие в связи с неудачным выбором момента зажигания игнитронов, могут быть устранены при использовании схемы синхронного управления, описанной выше. Однако переходные процессы могут возникнуть и вследствие явления остаточного намагничивания в сварочном транс-

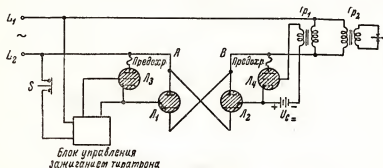


Рис. 16-12. Следящая схема, где  $L_1$  — основной и  $L_2$  — следящий игнитрон.

форматоре. Для исключения этого явления необходимо, чтобы сварочный ток протекал через трансформатор обязательно в течение целого числа периодов и чтобы первый импульс сварочного тока проходил через трансформатор всегда в одном и том же направлении.

В схеме, показанной рис. 16-12, игнитрон  $L_1$  поджигается при размыкании ключа  $S$  и имеет синхронизированную схему управления. Благодаря этому первый, после включения схемы, импульс сварочного тока всегда проходит в тот полупериод, когда на проводе  $L_2$  имеется положительное напряжение, так как именно данное напряжение и подается на анод тиратрона  $L_3$ , запускаящую игнитронную схему. В течение этой же половины периода на сетку тиратрона  $L_1$  со вторичной обмотки трансформатора  $Tr_1$  подается отрицательное напряжение. В следующую половину периода переменное напряжение на сетке тиратрона  $L_4$  становится положительным и накладывается на небольшое постоянное напряжение смещения  $U_{с-}$ . Однако пока игнитрон  $L_1$  находится в проводящем состоянии тиратрон  $L_4$  загореться не может, так как при этих условиях напряжение между точками  $A-B$ , равное падению напряжения на горящем игнитроне  $L_1$ , будет недостаточно для зажигания тиратрона. В момент, когда сварочный ток становится равным нулю, напряжение на точках  $A-B$  скачком увеличивается (рис. 16-13), и тиратрон  $L_4$  зажигается, вследствие чего происходит зажигание игнитрона  $L_2$ .

Таким образом, в каждом цикле включения сварочного тока сначала, и притом всегда во время положительного полупериода питающего



напряжения, зажигается игнитрон  $L_1$ , а игнитрон  $L_2$  «следит» за тем, чтобы прекращение сварочного тока произошло только в отрицательную половину периода. Подобная схема, исключая возможность возникновения начальной неустойчивости сварочного тока, обусловленной остаточным намагничиванием сварочного трансформатора, и позволяет

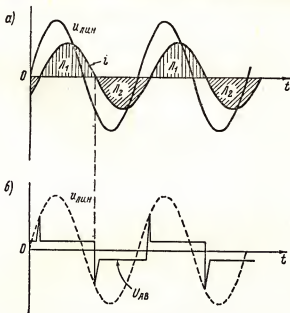


Рис. 16-13. Кривые изменения напряжения и тока в схеме, указанной на рис. 16-12 (а). Кривая изменения напряжения между точками А и В, показывающая пики напряжения, имеющие место в моменты зажигания игнитронов.

упростить систему управления: блок управления запуском схемы включается только в цепь сетки тиратрона  $L_3$ , а тиратрон  $L_4$  всегда зажигается в нужный момент автоматически.

### 16-9. Регулирование времени сварки

Описанные схемы обеспечивают включение и отключение сварочного тока, но не выполняют функций реле времени, задающего требуемую длительность цикла сварки. Этот недостаток может быть устранен, если в блок управления зажиганием тиратрона  $L_3$  ввести вспомогательные тиратроны  $L_5$  и  $L_6$  (рис. 16-14).

На рис. 16-14 приведен упрощенный вариант схемы промышленного автоматического сварочного аппарата. Тиратрон  $L_5$  служит для запуска, а тиратрон  $L_6$  — для выключения схемы. Запуск схемы производится

при помощи цепи сдвига фазы ( $L$  и  $R_3$ ), которая обеспечивает зажигание тиратронов в момент прохождения импульса сварочного тока через нуль. Работа схемы, как реле времени, начинается в момент, когда зажигается тиратрон  $\Lambda_6$ , причем время задержки определяется временем нарастания напряжения на емкости  $C_2$ , заряжающейся через

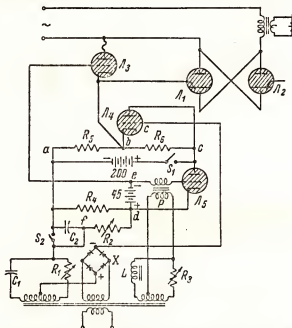


Рис. 16-14. Схема промышленного сварочного устройства с синхронным управлением и реле времени.

сопротивление  $R_2$ . В заданный момент времени зажигается тиратрон  $\Lambda_6$ , и протекание сварочного тока прекращается.

Контакты  $S_1$  и  $S_2$  служат для запуска схемы. Контакт  $S_1$  подключает аноды вспомогательных тиратронов  $\Lambda_5$  и  $\Lambda_6$  к источнику постоянного напряжения (в промышленных установках — к выходным клеммам выпрямителя, напряжение которого хорошо отфильтровано), в то время, как контакт  $S_2$  размыкает цепь, шунтирующую конденсатор  $C_2$ , после чего этот конденсатор, включенный в цепь  $R_2C_2$ , задающую задержку времени, начинает заряжаться. Когда замыкается контакт  $S_1$ , пусковой тиратрон  $\Lambda_5$  зажигается от ближайшего по времени положительного импульса напряжения пик-трансформатора  $P$ , чем обеспечивается синхронность включения.

Сопротивления  $R_5$  и  $R_6$  равны по величине, и потому до зажигания тиратрона  $\Lambda_5$  потенциал точки  $b$  и катода тиратрона  $\Lambda_3$  равен  $+100$  в относительно точки  $a$ .

Пренебрегая небольшим падением напряжения на сопротивлении  $R_4$ , получим, что напряжение в точке  $d$  равно напряжению в точке  $a$ .

Следовательно, пока тиратрон  $L_5$  находится в непроводящем состоянии, напряжение на сетке тиратрона  $L_3$  будет равно  $-45$  в относительно точки  $a$ , и полное напряжение смещения на сетке тиратрона  $L_3$  равняется  $(-100) + (-45) = -145$  в. Когда загорается тиратрон  $L_5$ , он закорачивает точки  $d$  и  $c$  (если не учитывать падения напряжения на лампе) и потенциал между точками  $d$  и  $e$  (или между катодом и сеткой тиратрона  $L_3$ ) становится равным  $+100 - 45 = +55$  в, поэтому тиратрон  $L_3$  также загорается. Это приводит, в свою очередь, к зажиганию основного ignитрона  $L_1$ , а затем в следующий полупериод и следящего ignитрона  $L_2$ , которые будут попеременно работать до тех пор, пока тиратрон  $L_3$  не погаснет.

Одновременно с зажиганием тиратрона  $L_5$  точка  $c$  схемы соединяется с точкой  $d$ , и при размыкании ключа  $S_2$  на входные клеммы цепи  $R_2C_2$  включается напряжение анодной батареи, равное 200 в. В момент размыкания конденсатора  $C_2$  напряжение на обеих его пластинах было равно потенциалу точки  $f$ , т.е. напряжению в точке  $a$  и на катоде тиратрона  $L_3$ , равному  $-100$  в. Вследствие наличия напряжения на сопротивлении  $R_4$ , создаваемого током тиратрона  $L_5$ , емкость  $C_2$  начинает заряжаться через сопротивление  $R_2$ , и отрицательное напряжение ( $-100$  в), приложенное ранее к точке  $f$ , уменьшается. Вместе с этим уменьшается и отрицательное напряжение на сетке тиратрона  $L_6$ , соединенной с точкой  $f$  через сопротивление  $R_3$ .

По истечении времени, равного заданному времени задержки, зажигается тиратрон  $L_6$ , дающий сигнал выключения сварочного устройства, и сварочный ток прекращается.

Характер изменения других напряжений, связанных с этой переменной компонентой постоянного напряжения, очевиден и в более подробном описании процессов их изменения нет необходимости.

В дополнение к медленно меняющемуся постоянному напряжению на сопротивлении  $R_2$  и емкости  $C_2$  на сетку тиратрона  $L_6$  подаются переменные напряжения, получаемые от фазосдвигающего моста, состоящего из сопротивления  $R_1$  и емкости  $C_2$ , и еще односторонние импульсы напряжения (рис. 16-15, б), снимаемые с выпрямительного

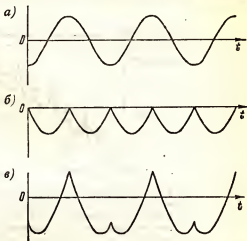


Рис. 16-15. Импульсное напряжение в цепи зажигания тиратрона, полученное путем сложения синусоидального напряжения и выходного напряжения от мостового выпрямителя без фильтра.

моста  $X$ . В результате сложения данных переменных составляющих получается импульсный сигнал (рис. 16-15,  $\epsilon$ ). Острые положительные пики сигнала повторяются в каждом периоде и соответствуют моменту прохождения через максимум положительной полуволны питающего напряжения. Импульсное напряжение складывается с экспоненциально нарастающим напряжением на емкости  $C_2$  и подается на

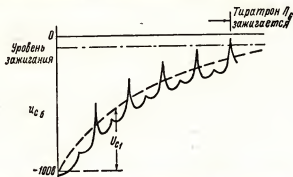


Рис. 16-16. Точечное управление временем сварки путем использования комбинированного управляющего напряжения, состоящего из экспоненциально изменяющегося напряжения смещения и импульсного напряжения с остроконечными положительными пиками.

сетку тиратрона  $L_6$  (напряжение  $U_{с1}$ , показанное на рис. 16-16). К моменту окончания заданного времени сварки, которое должно быть кратно целому числу периодов питающего переменного напряжения, положительный пик напряжения на сетке тиратрона  $L_6$  должен впервые достигнуть потенциала зажигания этого тиратрона; в результате последний зажигается и дает сигнал выключения сварочного тока. Сигнал формируется следующим образом.

Ток тиратрона  $L_6$ , проходя через сопротивление  $R_5$ , создает на нем падение напряжения, которое передается на катод тиратрона  $L_3$ . Положительное напряжение на катоде лампы  $L_3$  увеличивается столь сильно, что анод ее становится отрицательным относительно катода, и тиратрон  $L_3$  гаснет, одновременно с чем прекращается и сварочный ток, т.е. схема выключается и контактор  $S_1$  размыкается.

В момент размыкания контактора  $S_1$  все лампы гаснут и начинает работать дополнительное реле времени, определяющее длительность периодов остывания свариваемых деталей. По окончании данного периода снимается давление со свариваемых деталей и вся схема сварочного устройства переходит в исходное нерабочее состояние. Последовательность и длительность всех операций, входящих в процесс электросварки, задаются автоматически при помощи описанных выше реле времени.

Форма импульсного напряжения, управляющего выключением сварочного тока (рис. 16-16), обеспечивает выключение после прохождения заданного числа импульсов схемы сварочного тока с точностью,

не меньшей одного периода питающего напряжения. В этом отношении схема работает так же, как синхронизированный мультивибратор. Изменение времени протекания сварочного тока производится регулировкой сопротивления  $R_2$ .

Описанная электронная схема управления применяется в прецизионных сварочных установках с малым временем протекания рабочего тока, (порядка нескольких периодов питающего напряжения).

#### 16-10. Регулирование нагрева при сварке

Качество сварки зависит не только от времени протекания сварочного тока, но и от его величины. Величину сварочного тока можно изменять, например, подключением электродов к различным отводам вторичной обмотки сварочного трансформатора, однако в этом случае нельзя регулировать величину сварочного тока в процессе работы сварочного аппарата. Наиболее гибкая система регулирования сварочного тока, а следовательно, и степени разогрева металла, получается при одновременном использовании сварочного трансформатора с отводами и схемы, позволяющей регулировать момент зажигания игнитронов. При использовании подобной схемы форма импульсов сварочного тока искажается, так как от начала периода до момента зажигания игнитроны будут заперты, вследствие чего начальные участки синусоидальных импульсов сварочного тока срезаются.

Для изменения среднего значения сварочного тока регулированием момента зажигания игнитронов можно использовать обычные фазосдвигающие устройства, включаемые в цепь их зажигания. Однако в этом случае не может быть использована схема со следящим игнитроном, так как здесь нельзя точно отрегулировать задержку момента зажигания этой лампы.

При использовании схемы с дополнительным выключающим тиратроном (рис. 16-14) и фазосдвигающего устройства, управляющего моментом зажигания обоих игнитронов, сохраняются основные преимущества схемы и обеспечивается возможность получения полностью идентичных импульсов сварочного тока в течение обоих полупериодов. Поскольку положительный пик напряжения на сетке выключающего тиратрона возникает только один раз за каждый период, нестационарные явления при включении напряжения питания, обусловленные остаточным намагничиванием сердечника сварочного трансформатора, не будут иметь места, если этот пик будет всегда совмещен с тем полупериодом, когда игнитрон  $L_2$  находится в проводящем состоянии. Тиратрон, выключающий схему, предотвращает запуск тиратрона  $L_3$  и зажигания игнитрона  $L_1$  в последующий полупериод. Данная схема может быть легко изменена таким образом, чтобы всегда первым зажигался игнитрон  $L_1$ , и при наличии дополнительного выключающего тиратрона выключение сварочного тока всегда будет происходить в полупериоды, соответствующие проводящему состоянию игнитрона  $L_2$ . В этом случае схема будет работать подобно схеме со следящей лампой, и сварочный ток будет протекать всегда целое число периодов.

## 16-11. Сварочные устройства с накоплением энергии

Однофазные сварочные установки, в которых огромный сварочный ток протекает в течение коротких промежутков времени, являются очень тяжелым видом нагрузки для питающей сети. При включении сварочного аппарата наблюдается сильное понижение сетевого напря-

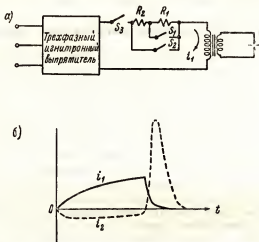


Рис. 16-17. Сварочная установка с накоплением энергии в магнитном поле.

жения, приводящее к миганию осветительных ламп и нарушению нормальных условий работы различных машин и иной аппаратуры, питаемой от данной сети.

В настоящее время разработаны сварочные аппараты с накоплением энергии, в которых электрическая энергия постепенно накапливается в интервалах между включением сварочного тока и расходуется в течение коротких интервалов сварки. Благодаря этому среднее значение энергии, потребляемой от сети подобной аппаратурой, будет невелико и питающие сети не перегружаются в интервалы сварки.

Принцип действия сварочного аппарата с накоплением энергии магнитным полем сердечника сварочного трансформатора поясняет рис. 16-17. Когда контакторы  $S_1$ ,  $S_2$  и  $S_3$  замкнуты, трехфазный тиристорный выпрямитель питает постоянным током  $i_1$  первичную обмотку сварочного трансформатора. Вследствие большой индуктивности трансформатора ток в его первичной обмотке нарастает по экспоненциальному закону, и в течение времени установления стационарного режима во вторичной цепи протекает сравнительно небольшой ток, производящий предварительный разогрев свариваемых деталей. Когда ток  $i_1$  нарастет до определенного значения, чему соответствует некоторая энергия, запасенная в магнитном поле ( $W = \frac{L i_1^2}{2}$ ), контакторы быстро размы-

каются в определенной последовательности (сначала  $S_2$ , затем  $S_1$  и далее  $S_3$ ). При этом происходит быстрое изменение магнитного потока и во вторичной обмотке трансформатора индуцируется значительный ток, протекающий в цепи сварочных электродов. Этот импульс тока и производит необходимый для сварки разогрев деталей.

Суммарная энергия импульса сварочного тока может изменяться в зависимости от мгновенного значения тока  $i_1$ , при котором размыкаются контакторы.

Наиболее короткие импульсы значительной амплитуды используются при сварке алюминия, что позволяет обойти затруднения, обусловленные его низким удельным сопротивлением и хорошей теплопроводностью.

Схема сварочного устройства с накоплением энергии электрическим полем конденсатора  $C$  показана на рис. 16-18. Здесь батарея конденсаторов общей емкостью от 200 до 3000 мкф заряжается от управляемого тиатронного выпрямителя до напряжения в несколько тысяч вольт. В требуемый момент времени зажигается игнитрон  $L_1$ , и вся энергия передается на первичную обмотку сварочного трансформатора. Импульс тока в первичной обмотке вызывает появление значительного импульса тока и во вторичной обмотке, причем продолжительность последнего очень мала, а энергия в импульсе велика. Первичную цепь сварочного трансформатора в схеме можно рассматривать как генератор колебательного тока, описываемого уравнением

$$i_1 = \frac{U_{\text{кпл}}}{\omega_0 L} e^{-Rt/L} \sin \omega_0 t.$$

Игнитрон  $L_2$  работает в этой схеме как следящая лампа, что позволяет использовать и вторую полуволну тока.

Эквивалентная схема сварочного трансформатора при разряде конденсатора показана на рис. 16-19. Здесь  $R'$  — сумма активного сопротивления первичной обмотки и приведенного к ней активного сопротивления вторичной обмотки. Частота колебаний, которые могут возникнуть в контуре при определенных условиях, равняется

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R'^2}{4L^2}}.$$

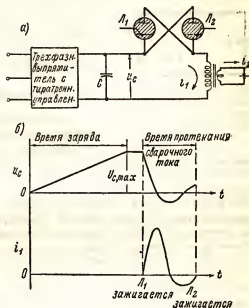


Рис. 16-18. Сварочная установка с накоплением энергии в электрическом поле.

Изменяя напряжение  $U_{\text{конд. пвх}}$ , заряжающее конденсатор  $C$ , можно получать сварочные импульсы различной энергии в соответствии с приведенным выше выражением.

Для устранения в данной схеме возможности возникновения нестационарных явлений, обусловленных остаточным намагничиванием сердечника трансформатора, используются схемы, рассмотренные в предыдущих разделах. Такие сварочные аппараты могут применяться для сварки алюминия и других металлов, имеющих малое удельное сопротивление и большой коэффициент теплопроводности.

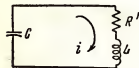


Рис. 16-19. Эквивалентная схема цепи сварки в установке с накоплением энергии в электрическом поле.

## 16-12. Многофазные сварочные установки

Применение многофазного питания сварочных установок позволяет получить равномерное распределение нагрузки по всем трем фазам питающей сети, хотя и в них происходят кратковременные, но относительно небольшие броски первичного тока. Одна из подобных схем приведена на рис. 16-20. Сварочный трансформатор имеет одну вторичную и три первичные обмотки, причем в каждую из последних включено два игнитрона (рис. 16-20). Принцип действия этой схемы несколько отличен от работы сварочных устройств, описанных выше. Обозначим фазы первичного напряжения буквами  $A$ ,  $B$  и  $C$  в порядке их чередования. Тогда в течение первых двух периодов в проводящем состоянии будут находиться игнитроны  $\Lambda_1$ ,  $\Lambda_2$  и  $\Lambda_3$ , причем порядок их зажигания будет:  $\Lambda_1$ ,  $\Lambda_2$ ,  $\Lambda_3$ ;  $\Lambda_1$ ,  $\Lambda_2$ ,  $\Lambda_3$ . Следовательно, за данное время каждый из игнитронов дает два импульса тока, который в обмот-

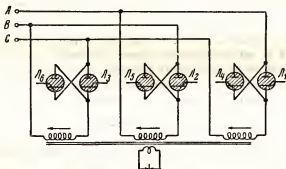


Рис. 16-20. Схема трехфазного сварочного станка.

ках трансформатора течет в направлении, показанном стрелками. Во время последующих двух периодов в проводящее состояние переходят игнитроны:  $\Lambda_4$ ,  $\Lambda_5$  и  $\Lambda_6$ , зажигаясь в порядке:  $\Lambda_4$ ,  $\Lambda_5$ ,  $\Lambda_6$ ;  $\Lambda_4$ ,  $\Lambda_5$ ,  $\Lambda_6$ , и ток в обмотках трансформатора течет при этом в направлении, противоположном указанному стрелками.



Таким образом, когда в проводящем состоянии находится первая группа ламп, ток во вторичной обмотке имеет одно направление, а когда в проводящем состоянии находится другая группа — ток имеет обратное направление. Эти циклы сварочного тока могут повторяться требуемое число раз, чем устанавливается общая длительность сварочного импульса.

Из сказанного вытекает, что частота повторения импульсов вторичного тока будет в четыре раза меньше, чем частота питающей сети. Такие схемы, равномерно нагружающие фазы питающей сети и имеющие малую частоту вторичного тока, особенно полезны в случаях, когда полное сопротивление вторичной цепи (вместе со свариваемыми деталями) имеет значительную реактивную составляющую.

### Задачи

**16-1.** Реле, активные сопротивления обмотки которого равны  $8000\ \text{ом}$ , срабатывает при токе  $8\ \text{ма}$  и отпускает якорь при токе  $2,5\ \text{ма}$ .

Рассчитать каскад управления этим реле, используя лампу со следующими параметрами:  $\mu = 8$ ;  $R_f = 10\ 000\ \text{ом}$ ;  $U_H = 6,3\ \text{в}$ ;  $I_H = 0,3\ \text{а}$ . Напряжение анодного питания принять равным  $120\ \text{в}$ .

**16-2.** В схеме (рис. 16-21) использована лампа типа 6С2С. Ток срабатывания реле равен  $6\ \text{ма}$ , ток отпускания —  $3,5\ \text{ма}$ .

Определить, через какое время после размыкания ключа  $S$  реле сработает.

**16-3.** В схеме (рис. 16-2, в) использована лампа типа 6С2С. Напряжение  $U_a$  равно  $250\ \text{в}$ . Обмотка реле обладает активным сопротивлением  $8000\ \text{ом}$  и малой индуктивностью. При  $U_{cм} = -50\ \text{в}$  реле срабатывает при токе  $5\ \text{ма}$ , а отпускает при токе  $2,7\ \text{ма}$ .

Описать работу реле и найти величину задержки времени при переключении ключа  $S$  из положения 1 в положение 2 и при медленном обратном переключении его в положение 1.

**16-4.** Сварочный станок имеет мощность  $200\ \text{квт}$  при напряжении питания  $500\ \text{в}$  и  $\cos \varphi = 0,75$ .

Определить оптимальный сдвиг фазы управляющего напряжения, подаваемого на сетке тириستоров, включенных в цепи зажигания ignитронов, при котором мощность в цепи сварки будет иметь наибольшее возможное значение.

**16-5.** Сварочный трансформатор имеет активное сопротивление первичной обмотки  $0,15\ \text{ом}$  и постоянную времени  $40\ \text{сек}$ .

Найти величину первичного тока, при которой должны размыкаться контакты, если трансформатор включен в схему с накоплением энергии в магнитном поле.

Напряжение питания равно  $500\ \text{в}$  постоянного тока, а импульс сварочного тока должен обладать энергией  $7500\ \text{ат/сек}$ .

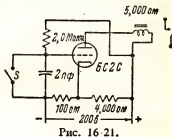


Рис. 16-21.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Wald, S.: Precision Interval Timer, *Electronics*, 21: 88 (December, 1948).
2. Frase, S. H.: Electronic Timer, *Electronics*, 21: 136 (April, 1948).
3. Chance, B.: Some Precision Circuit Techniques Used in Wave-form Generation and Time Measurement, *Rev. Sci. Instr.*, 17: 396 (1946).

4. Chute, G. M.: "Electronics in Industry," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1946.
  5. Chute, G. M.: "Electronic Control of Resistance Welding," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1943.
  6. Bendz, W. L.: "Electronics for Industry," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1947.
  7. Bichsel, H. J., and E. T. Hughes: An Improved Electronic Control for Capacitor-discharge Resistance Welding, *Trans. AIEE*, 63: 1150 (1944).
  8. Engineers of the Westinghouse Electric Corp: "Industrial Electronics Reference Book," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1948.
-

## ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

### ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ

Выходной величиной многих промышленных систем автоматического регулирования является вращательное или линейное движение конечного звена системы — ее исполнительного элемента. В качестве выходного элемента подобных систем обычно используются электродвигатели постоянного или переменного тока.

Двигатели переменного тока не требуют отдельного источника питания цепи возбуждения, что является их преимуществом. Поэтому малоомощные двигатели такого типа применяются довольно широко, особенно в случаях, когда нет необходимости изменять скорость вращения. Однако двигатели переменного тока имеют в 2—3 раза большие габариты и меньший к.п.д., чем двигатели постоянного тока, а кроме того, скорость вращения их нестабильна. В мощных приводах и в системах, где требуется достаточно высокая стабильность скорости вращения, применяют обычно двигатели постоянного тока с параллельным возбуждением, несмотря на более сложное устройство систем управления ими. Хотя применение электронных схем управления двигателями и увеличивает общую стоимость устройства, к этому часто прибегают, особенно если необходимо иметь строго стабильную скорость вращения или постоянную величину вращающего момента на валу, ограничивать пусковой ток или регулировать скорость вращения двигателя при помощи малоомощного управляющего сигнала.

Схемы электронного управления позволяют также осуществлять питание двигателей постоянного тока от сети переменного тока без применения отдельных преобразователей.

В данной главе рассмотрены основные принципы управления двигателями с помощью электронно-ламповых схем и кратко изложены методы проектирования подобных схем для промышленных систем управления.

#### 17-1. Уравнения двигателя постоянного тока

Из эквивалентной схемы двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (рис. 17-1, а) вытекает, что соотношения между напряжениями в этой схеме могут быть выражены уравнениями

$$U_n = I_n R_a + U_0; \quad (17-1)$$

$$U_0 = K_1 \Phi_f N, \quad (17-2)$$

где  $U_0$  — противо-э.д.с. якоря двигателя;  
 $\Phi_f$  — действующий магнитный поток;  
 $N$  — скорость вращения, об/мин;  
 $R_a$  — активное сопротивление якоря;  
 $K_1$  — коэффициент пропорциональности.

Индуктивность обмотки якоря  $L$  при рассмотрении установившегося режима работы двигателя можно не учитывать.

Выражения (17-1) и (17-2) можно переписать в виде

$$N = \frac{U - I_a R_a}{K_1 \Phi_f}. \quad (17-3)$$

При увеличении тока якоря  $I_a$  и неизменном магнитном потоке  $\Phi_f$  скорость вращения двигателя уменьшается вследствие увеличения падения напряжения на сопротивлении обмотки якоря  $I_a R_a$ , что иллюстрирует кривая 1, приведенная на рис. 17-1, б.

Если при возрастании тока якоря принять меры для компенсации изменения падения напряжения в якорь  $I_a R_a$ , то может быть получена зависимость скорости вращения от тока якоря, близкая к идеальной (кривая 2, рис. 17-1, б), при условии, что реакция якоря (т.е. обратное воздействие поля якоря на магнитный поток обмотки возбуждения) будет мала. Подобную компенсацию можно осуществить с помощью одной из электронных схем, описанных ниже.

Скорость  $N$ , с которой вращается якорь двигателя при номинальном напряжении питания, номинальном значении тока якоря и номинальном токе возбуждения, называется номинальной скоростью. При этих условиях двигатель развивает на валу вращающий момент  $T$  и его номинальная механическая мощность, выраженная в лошадиных силах

$$P_{(л.с.)} = \frac{2 NT_n}{33000}. \quad (17-4)$$

Из уравнения (17-3) вытекает, что после достижения величиной магнитного поля значения, при котором происходит насыщение стали

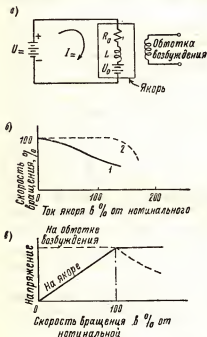


Рис. 17-1. Эквивалентная схема двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (а). Зависимость скорости двигателя от тока якоря (б). Зависимость напряжения на обмотке якоря и напряжения на обмотке возбуждения от скорости вращения двигателя (в).

магнитопровода, имеется только одна возможность регулировать скорость вращения двигателя, а именно: изменение напряжения питания  $U_{\Sigma}$ . Уравнение (17-3) показывает, что между напряжением питания и скоростью вращения двигателя имеется линейная зависимость, (рис. 17-1, в). Таким образом, регулируя напряжение питания, можно изменять скорость вращения ротора в сторону увеличения и в сторону уменьшения.

Пределы регулирования скорости вращения изменением тока якоря ограничиваются максимально допустимым нагревом обмоток. С увеличением скорости вращения выше номинального значения путем повышения напряжения питания и при неизменном токе возбуждения ток якоря возрастает выше номинального значения. Длительная работа двигателя в таком режиме недопустима. Однако выражение (17-3) показывает, что такой же результат, как и увеличение питающего напряжения, может быть получен соответствующим изменением напряженности магнитного поля возбуждения. Это возможность также используется в схемах электронного управления.

Можно записать, что

$$T = K\Phi_f I_{\Sigma} . \quad (17-5)$$

Это уравнение выражает основные соотношения между величиной вращающего момента на валу двигателя, величиной магнитного потока возбуждения и током якоря. Если величина магнитного потока уменьшается, нагрузка двигателя также должна быть уменьшена; иначе ток якоря превысит предельно-допустимое значение.

Таким образом, при регулировании скорости двигателя следует различать две области: область скоростей, превышающих номинальную, и область скоростей, лежащих ниже номинальной.

В области пониженных скоростей вращения при номинальном значении магнитного потока и максимально-допустимой величине тока якоря момент на валу двигателя будет иметь постоянное максимальное значение, что непосредственно вытекает из уравнения (17-5).

В области повышенных скоростей, имеющих место при уменьшенных значениях магнитного потока, при неизменной номинальной величине тока якоря момент на валу двигателя уменьшается, что непосредственно вытекает из (17-5). Однако согласно уравнению (17-4) сохраняется постоянной выходная механическая мощность двигателя.

Рассмотренные две области регулирования называют областью постоянного момента и областью постоянной механической мощности не потому, что данные величины остаются неизменными в указанных областях, а потому что предельно-допустимые режимы работы двигателя в каждой из этих областей имеют место либо при постоянном максимальном значении момента (в области пониженных скоростей) или же при постоянной максимальной величине механической мощности на валу (в области повышенных скоростей).

## 17-2. Тиратронная схема питания двигателя постоянного тока

В то время, как в схемах питания двигателей большой мощности применяются многофазные выпрямители и интритроны, большинство двигателей малой и средней мощности (до нескольких л.с.) питается от однофазных выпрямителей (рис. 17-2). Изменяя момент зажигания тиратронов  $L_1$  и  $L_2$ , можно регулировать величину тока якоря. Ста-

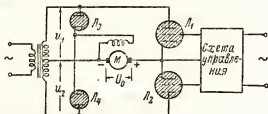


Рис. 17-2. Управляемый тиратронный выпрямитель для питания двигателя постоянного тока.

билловольты  $L_3$  и  $L_4$  в этой схеме обеспечивают постоянство напряжения на независимой обмотке возбуждения двигателя.

На рис. 17-3 и рис. 17-4 показана форма кривых тока и напряжения в ядре двигателя при такой величине угла зажигания тиратронов  $\theta_1$ , когда в обмотке якоря протекает прерывистый ток, форма которого искажена вследствие наличия индуктивности обмотки. В момент зажигания тиратронов (т.е. в момент  $\theta_1$ ) ток якоря равен

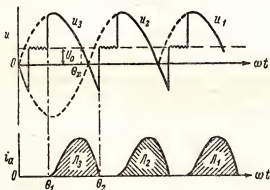


Рис. 17-3. Кривые тока и напряжения на якоре двигателя, питаемого от управляемого тиратронного выпрямителя.

нулю и напряжение на его обмотке равно противо-з.д.с.  $U_0$ . При зажигании тиратрона  $L_1$  напряжение на якоре скачком возрастает до значения  $U_1$  (если не учитывать падения напряжения на тиратроне). Однако из-за наличия индуктивности обмотки ток якоря при этом не

может увеличиться скачком, а плавно нарастает соответственно показанной на рис. 17-3 кривой и далее спадает до нулевого значения к моменту  $\Theta_2$ , когда тиратрон гаснет и напряжение на якоре снова становится равным  $U_0$ .

Из схемы, приведенной на рис. 17-2, видно, что ток якоря может протекать только под действием разности напряжений  $(U_1 - U_0)$ , или, точнее, под действием разности  $(U_m \sin \omega t - U_0)$ . Данная разность напряжений имеет положительное значение только в интервале времени от  $\Theta_1$  до  $\Theta_x$  (где  $\Theta_x$  соответствует моменту, когда  $U_m \sin \omega t = U_0$ ), и ток через якорь протекает в это время в положительном направлении. После момента  $\Theta_x$  горение тиратрона продолжается до момента  $\Theta_2$ , так как в течение этого интервала времени действует э.д.с. индуктивности  $L \frac{di}{dt}$ , обусловленная наличием индуктивности якоря.

Чем раньше закигаются тиратроны (т.е. чем меньше угол  $\Theta_1$ ), тем больше будет среднее значение напряжения питания мотора, тем выше скорость вращения двигателя. При увеличении момента нагрузки ток якоря согласно уравнению (17-5) возрастает, однако при неизменном угле закигания тиратронов это может произойти только при одновременном уменьшении противо-э.д.с.  $U_0$ . Поскольку в данной схеме ток может течь только в течение некоторой части периода, противо-э.д.с.  $U_0$  при питании двигателя от тиратронного выпрямителя будет меньше, чем при питании его от сети постоянного тока.

Так как  $U_0$  пропорциональна скорости вращения, то увеличение нагрузки двигателя приводит к уменьшению его скорости вращения (кривая 1, рис 17-1, б), причем в двигателях, питаемых от тиратронных выпрямителей, с возрастанием нагрузки скорость снижается быстрее, чем при питании двигателя от сети постоянного тока. Отсюда очевидна целесообразность регулирования скорости двигателя такими эффективными средствами, как тиратронный управляемый выпрямитель.

При управлении двигателем с помощью тиратронной схемы ток якоря может иметь прерывистый и непрерывный характер и переходить из прерывистой формы в непрерывную (и обратно) в зависимости от скорости двигателя, момента закигания тиратронов и от индуктивности якоря\*. Эти условия соответствуют рассмотренному в разделе 15-13 случаю питания индуктивной нагрузки от управляемого выпрямителя.

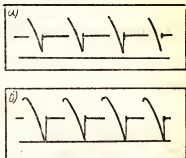


Рис. 17-4. Осциллограммы напряжения на якоре при питании двигателя от управляемого выпрямителя: а —  $\Theta_1 = 100^\circ$ , нагрузка мала; б —  $\Theta_1 = 85^\circ$ , увеличенная нагрузка.

\* Например, обычный двигатель постоянного тока, рассчитанный на 230 в, мощностью 1 л.с. имеет сопротивление якоря 6,6 ом при индуктивности 0,05 гн.

При использовании в качестве индуктивной нагрузки двигателя в уравнении системы войдет дополнительно противо-э.д.с. якоря  $U_0$ .

Рассмотрим случай питания двигателя прерывистым током.

Для двигателя, эквивалентная схема которого приведена на рис. 17-1, а, при форме тока, показанной на рис. 17-3, соотношения между мгновенными значениями напряжений выражаются дифференциальным уравнением

$$L \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = U_m \sin \omega t - U_0. \quad (17-6)$$

Решение этого уравнения имеет вид

$$i_a = A e^{-R_a t/L} + \frac{U_m}{\sqrt{R_a^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{U_0}{R_a}, \quad (17-7)$$

где

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R_a}. \quad (17-8)$$

Введем коэффициент  $a = U_0/U_m$ . Учитывая, что  $U_a = K_1 \Phi_f N$ , заключаем, что коэффициент  $a$  прямо пропорционален скорости  $N$ . Поэтому его можно назвать коэффициентом скорости. Постоянная  $a$  может быть найдена из условия  $\omega t = 0$ ,  $L_a = 0$ , когда в результате подстановки этих величин вместо текущих значений  $\omega t$  и  $L$  уравнение (17-7) принимает вид

$$i_a = \frac{U_m}{R_a} \left\{ \frac{R_a}{\sqrt{R_a^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t - \varphi) - a + \left[ a - \frac{R_a}{\sqrt{R_a^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\Theta_1 - \varphi) \right] e^{-R_a/\omega L} (\omega t - \Theta_1) \right\}. \quad (17-9)$$

Учитывая, что при подстановке значения  $\omega t = 0$  в (17-8), после элементарных преобразований имеем

$$\cos \varphi = \frac{R_a}{\sqrt{R_a^2 + \omega^2 L^2}}, \quad (17-10)$$

получаем окончательно

$$i_a = \frac{U_m}{R_a} \{ \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi) - a + [a - \cos \varphi \sin(\Theta_1 - \varphi)] e^{-R_a/\omega L} (\omega t - \Theta_1) \}. \quad (17-11)$$

Выражение (17-11) справедливо в области  $\Theta_1 \leq \omega t \leq \Theta_2$  при условии, что  $\Theta_1 > \Theta_2 - \pi$ , так как только при выполнении этих условий в якоре двигателя протекает прерывистый ток.

Непосредственно из рассмотрения формы кривой тока в якоре вытекает, что  $i_a = 0$  при  $\omega t = \Theta_2$ ; поэтому при питании якоря прерывистым током будет справедливо уравнение

$$e^{\frac{R_a \Theta_2}{\omega L}} \frac{\cos \varphi \sin(\Theta_2 - \varphi) - a}{\cos \varphi \sin(\Theta_1 - \varphi) - a} = e^{R_a \Theta_1/\omega L}. \quad (17-12)$$



Это трансцендентное уравнение может быть решено графически в координатной системе  $\Theta_1 = f(\Theta_2, a)$  при параметре  $\omega L/R_a$  (рис. 17-5). Кривые, приведенные на этом рисунке, аналогичны соответствующим кривым, приведенным на рис. 15-27. Некоторое усложнение рис. 17-5 объясняется наличием нескольких семейств кривых, каждое из которых соответствует определенному значению коэффициента  $a$ , в то время,

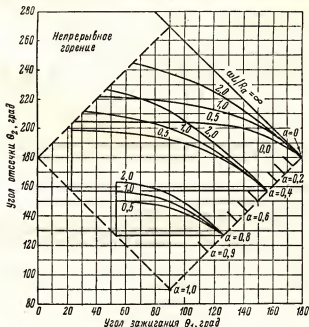


Рис. 17-5. Характеристики тиратронного выпрямителя (связь между углом зажигания  $\Theta_1$  и углом отсечки  $\Theta_2$ ).

как все кривые, приведенные на рис. 15-27, соответствуют случаю  $a = 0$ .

Нужно учитывать, что тиратроны не могут зажигаться в интервалах периода, когда  $U_m \sin \omega t < U_0$ , так как в этой области анодное напряжение на аноде тиратрона будет отрицательно по отношению к напряжению на катоде. Следовательно, наименьший угол зажигания тиратрона

$$\Theta_{1\min} = \arcsin a = \arcsin \frac{U_0}{U_m}, \text{ так как } a = \frac{U_0}{U_m}.$$

Это соотношение справедливо для любого момента интервала проводимости. На рис. 17-5 минимально возможные значения угла зажигания для семейств кривых, соответствующих  $a = 0,8$  и  $a = 0,4$ , показаны вертикальными линиями.

Наибольший угол зажигания определяется из соотношения:

$$\Theta_{1\max} = \pi - \arcsin a.$$

Этому уравнению соответствует наклонная прямая, соединяющая точки ( $a = 1$  при  $\Theta_1 = 90^\circ$ ) и ( $a = 0$  при  $\Theta_1 = 180^\circ$ ).

Если угол горения тиратрона превышает  $180^\circ$ , т.е. если выполняется неравенство  $\Theta_2 - \Theta_1 > \pi$ , ток через якорь двигателя будет непрерывен и приведенные выше уравнения, справедливые для режимов прерывистого тока якоря, теряют силу. На рис. 17-5 граница между режи-

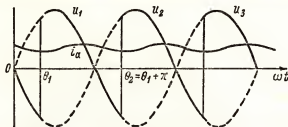


Рис. 17-6. Кривые тока и напряжения выпрямителя, работающего в режиме непрерывного горения тиратронов.

мами прерывистого и непрерывного тока якоря, выражающая условие  $\Theta_2 - \Theta_1 = \pi$ , имеет вид наклонной прямой, соединяющей точки ( $\Theta_1 = 0$  и  $\Theta_2 = 180^\circ$ ) и ( $\Theta_1 = 90^\circ$  и  $\Theta_2 = 270^\circ$ ).

Ток якоря, протекающий в режиме непрерывного горения тиратрона, также может быть найден из уравнения (17-6), но условия для определения постоянной  $A$  будут иные.

Из рис. 17-6 следует, что для режима непрерывного тока  $\Theta_2 = \Theta_1 + \pi$ . Перепишав уравнение (17-7) для  $\omega t = 0$  и  $\omega t = \Theta_2 = \Theta_1 + \pi$ , получим следующее уравнение для постоянной  $a$ :

$$a = \frac{2U_m / \sqrt{R_a^2 + \omega^2 L^2} \sin(\Theta_1 - \varphi)}{(e^{-R_a \pi / \omega L} - 1) e^{R_a \Theta_1 / \omega L}}. \quad (17-13)$$

После элементарных преобразований, получим, что выражение для  $i_a$  при питании двигателя непрерывным током будет иметь следующий вид:

$$i_a = \frac{U_m}{R_a} \left[ \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi) - a - \frac{2 \cos \varphi \sin(\Theta_1 - \varphi)}{1 - e^{-R_a \pi / \omega L}} e^{-R_a / \omega L} (\omega t - \Theta_1) \right]. \quad (17-14)$$

Это уравнение описывает кривую тока, приведенную на рис. 17-6. Теоретически непрерывный ток имеет место, когда  $\Theta_2$  больше  $\Theta_1 + \pi$  (рис. 17-5). Практически же это может быть и при выполнении равенства  $\Theta_2 = \Theta_1 + \pi$ .

При любой форме прерывистого и непрерывного тока в якоре двигателя, питаемого от тиратронного выпрямителя, ток якоря содержит высшие гармонические составляющие и  $I_{\text{эфф}} > I_m$  (т.е. постоянной составляющей тока якоря). Поэтому при определенной величине момента

на валу двигателя, который пропорционален значению  $I_m$ , скорость его вращения будет несколько выше, чем при питании от сети постоянного тока. Двигатель, питаемый прерывистым током, имеет несколько меньшую механическую мощность. Двигатель с номинальной мощностью в 1 л. с., например, при питании от управляемого выпрямителя, не должен нагружаться мощностью, превышающей 3/4 л. с.

### 17-3. Соотношения между моментом и скоростью двигателя

Уравнение (17-1) записано для двигателя независимого возбуждения при питании его от сети постоянного тока. Его можно нормализовать, разделив все члены на величину приложенного напряжения  $U_m$ , после чего оно примет следующий вид:

$$1 - \frac{I_m R_a}{U_m} = \frac{U_0}{U_m}. \quad (17-15)$$

Определим физический смысл отношения:  $I_m/U_m R_a$ . Знаменатель этого отношения представляет ток, протекающий через обмотку неподвижного якоря. Именно такой ток и протекает в якоре в момент пуска двигателя. Согласно выражению (17-5) вращающий момент пропорционален току якоря, если не учитывать реакции якоря и если поле возбуждения остается неизменным. Пользуясь этим соотношением, введем новое понятие — коэффициент вращающего момента.

$$T_m = \frac{T}{T_0} = \frac{I_m}{(U_m/R_a)}. \quad (17-16)$$

Следовательно, коэффициент вращающего момента представляет отношение между фактическим моментом на валу двигателя и пусковым моментом при питании двигателя от сети постоянного тока.

Противо-э. д. с.  $U_0$  пропорциональна скорости вращения двигателя (если не учитывать реакцию якоря), что выражено соотношением (17-2). При питании двигателя от сети постоянного тока коэффициент скорости

$$a = \frac{U_0}{U_m}. \quad (17-17)$$

Этот коэффициент выражает отношение между фактической скоростью двигателя и его максимальной теоретической скоростью, при которой развивается противо-э. д. с., равная напряжению питания  $U_m$ . Он соответствует коэффициенту скорости, введенному ранее для случая питания двигателя от управляемого выпрямителя  $a = U_0/U_m$ .

Из уравнения (17-15) находим:

$$\frac{I_m}{U_m/R_a} + \frac{U_0}{U_m} = 1, \quad (17-18)$$

или

$$T_m + a_m = 1. \quad (17-19)$$

Кривая зависимости  $a_m = f(T_m)$ , представляющая теоретическую рабочую характеристику двигателя, питаемого от сети постоянного тока, приведена на рис. 17-7.

Чтобы сравнить работу двигателя при питании его от сети постоянного тока и от управляемого выпрямителя, необходимо иметь характе-



Рис. 17-7. Теоретическая характеристика двигателя при питании его от сети постоянного тока (реакция якоря пренебрежимо мала).

ристики двигателя для обоих режимов питания. Для построения такой характеристики двигателя, питаемого от управляемого выпрямителя, необходимо прежде всего найти выражение для постоянной составляющей тока якоря  $I_m$ . Следует иметь в виду, что при питании якоря прерывистым током вращающий момент, создаваемый на валу двигателя, так же будет иметь пульсирующий характер. Однако двигатель и его механическая нагрузка обладают значительной инерцией, вследствие чего пульсация вращающего момента не оказывает заметного влияния на работу двигателя, в то время как среднее значение вращающего момента, пропорциональное постоянной составляющей

тока якоря  $I_m$ , сохраняет решающее значение.

Из рассмотрения эквивалентной схемы двигателя, приведенной на рис. 17-1, а, находим, что при питании двигателя от сети постоянного тока напряжение на индуктивности равно нулю; в то же время при питании двигателя от управляемого выпрямителя (рис. 17-2) ток в якоре изменяется во времени и пренебрегать индуктивностью якоря уже нельзя.

Если пренебречь падением напряжения на тиратроне, постоянная составляющая тока в якоре

$$I_m = \frac{1}{\pi} \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} \frac{U_m \sin \omega t - U_0}{R_a} dt. \quad (17-20)$$

Форма кривых напряжения и тока для этого случая показана на рис. 17-8.

Если в приведенном выше уравнении заменить отношение  $U_0/U_m$  через коэффициент скорости  $a$  (см. выше) и произвести интегрирование, получим

$$I_m = \frac{U_m}{\pi R_a} [\cos \Theta_1 - \cos \Theta_2 - a (\Theta_2 - \Theta_1)] \quad (17-21)$$

Это уравнение можно переписать в другом виде

$$\frac{I_m}{2U_m/\pi R_a} = \frac{1}{2} [\cos \Theta_1 - \cos \Theta_2 - a (\Theta_2 - \Theta_1)] \quad (17-22)$$

Отношение  $2U_m/\pi R_a$  представляет ток выпрямителя, идущий через обмотку неподвижного якоря. Следовательно, выражение (17-22), выражающее связь между фактическим рабочим вращающим моментом и пусковым моментом двигателя, питаемого от управляемого выпрямителя, можно рассматривать как коэффициент вращающего момента для данного случая, т.е. аналогично (17-16), получим

$$T_n = \frac{T}{T_0} = \frac{I_m}{2U_m/\pi R_a} \quad (17-23)$$

и окончательно, учитывая (17-22), имеем

$$T_n = \frac{I_m}{2U_m/\pi R_a} = \frac{1}{2} [\cos \Theta_1 - \cos \Theta_2 - a(\Theta_2 - \Theta_1)]. \quad (17-24)$$

Поскольку в данном уравнении постоянная  $a$  представляет коэффициент скорости для двигателя, питаемого от выпрямителя, полученное уравнение выражает функциональную зависимость между моментом и скоростью двигателя, питаемого от управляемого выпрямителя.

Для непрерывного горения тиратронов выпрямителя среднее значение тока якоря может быть определено из выражения (17-20) при условии, что  $\Theta_2 = \Theta_1 + \pi$ . В этом случае получаем

$$I_m = \frac{U_m}{\pi R_a} (2 \cos \Theta_1 - a\pi), \quad (17-25)$$

что можно проверить подставив значения  $\Theta_2 = \Theta_1 + \pi$  в уравнение (17-21).

Следовательно, коэффициент вращающего момента при питании якоря двигателя непрерывным током будет

$$T_n = \frac{I_m}{2U_m/\pi R_a} = \cos \Theta_1 - \frac{a\pi}{2}. \quad (17-26)$$

Используя кривые, приведенные на рис. 17-5, и уравнения (17-24) и (17-26), можно построить кривые зависимости скорости двигателя от момента нагрузки на его валу при питании двигателя от управляемого выпрямителя и различных моментов зажигания тиратронов. Семейство подобных кривых приведено на рис. 17-8, а на рис. 17-9 показана экспериментальная характеристика реального двигателя, которая имеет такой же вид, как и соответствующая расчетная кривая.

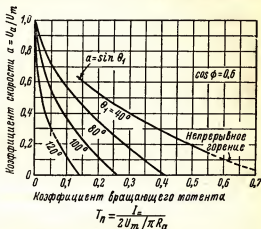


Рис. 17-8. Тесретическая характеристика двигателя при питании его от тиратронного выпрямителя ( $\cos \varphi = 0,6$ ).

Сопоставление кривых рис. 17-8 и рис. 17-7 приводит к следующим выводам: при питании двигателя от управляемого тиристорного выпрямителя скорость двигателя при увеличении момента нагрузки на его валу уменьшается

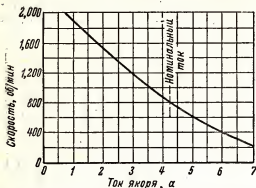


Рис. 17-9. Характеристика реального двигателя мощностью 1 л.с. ( $N=1750$  об/мин, 230 в), питаемого от тиристорного выпрямителя  $\Theta_1 = \text{const}$ .

значительно быстрее, чем при питании постоянным током. Это подтверждает необходимость в применении дополнительной электронной схемы, предназначенной для стабилизации заданной скорости.

Из сопоставления рис. 17-7 и рис. 17-8 следует также, что при питании двигателя от управляемого выпрямителя некоторые характеристики (например, характеристика, соответствующая  $\Theta_1 = 40^\circ$ ) его будут иметь физический смысл только в пределах ограниченного участка. Это объясняется тем, что тиристор не может перейти в проводящее состояние, если разность  $U_m \sin \omega t - U_0$  в выражении (17-20) имеет отрицательное значение. Иными словами, зажигание тириستоров можно производить только при  $a \leq \sin \Theta_1$ . Так как  $\sin 40^\circ = 0,64$ , зажигание тира-

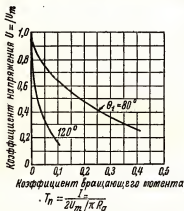


Рис. 17-10. Теоретическая кривая зависимости вращающего момента двигателя от напряжения на его якоре при питании от тиристорного выпрямителя ( $\cos \varphi = 0,6$ ).

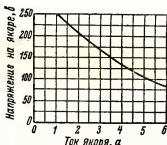


Рис. 17-11. Экспериментальная кривая зависимости вращающего момента двигателя от напряжения на его якоре при  $\Theta_1 = \text{const}$  для двигателя мощностью 1 л.с. ( $N=1750$  об/мин, 230 в).

тронов не может произойти при  $a > 0,64$ , вследствие чего кривая, соответствующая  $\Theta_1 = 40^\circ$ , обрывается при  $a = 0,64$ .

Среднее значение напряжения на обмотке якоря

$$U_m = U_0 + I_m R_a.$$

Разделив это уравнение на  $U_m$ , находим

$$\frac{U_m}{U_m} = \frac{U_0}{U_m} + \frac{I_m R_a}{U_m} = a + \frac{2}{\pi}. \quad (17-27)$$

Напряжение на якоре двигателя при питании его от управляемого выпрямителя выражено теперь в виде коэффициента напряжения:

$$v_a = \frac{U_m}{U_m} = a + \frac{2}{\pi} T_n. \quad (17-28)$$

Кривые зависимости  $v_a$  от момента  $T_n$  приведены на рис. 17-10. Эти кривые позволяют оценить величину напряжения, которое нужно приложить к якору двигателя для получения желаемого момента на его валу.

Кривая на рис. 17-11 представляет собой экспериментально снятую характеристику реального двигателя, управляемого тиратронной схемой, и подтверждает справедливость теоретических кривых, приведенных на рис. 17-10.

#### 17-4. Регулирование скорости двигателя посредством изменения напряжения якоря

Обычно применяются два вида схем тиратронного управления двигателем. В схемах первого вида момент зажигания тиратронов регулируется изменением напряжения смещения на сетке тиратрона. В схемах второго вида для регулировки момента зажигания используется дроссель насыщения и фазосдвигающий мост. Поскольку эти способы управления тиратронным выпрямителем были рассмотрены выше, разберем здесь конкретные схемы управления, применяемые для получения токов и напряжений, необходимых для питания двигателей.

Скорость вращения двигателя определяется в основном величиной противо-э.д.с. якоря, если реакция якоря будет невелика. Напряжение на якоре отличается от противо-э.д.с. только на составляющую, обусловленную падением напряжения на активном сопротивлении якоря, которая бывает мала. Следовательно, изменяя напряжение на якоре двигателя, можно регулировать скорость его вращения. Это основное положение, на котором основано действие схемы, изображенной на рис. 17-12.

Часть напряжения, приложенного к обмотке якоря, пропорциональна

$$\frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

и используется для целей автоматического сохранения неизменной скорости двигателя. Фильтр  $C_1, R_5, C_2$  сглаживает пульсации напряжения якоря. Указанная выше часть напряжения якоря, величина которой зависит от скорости вращения, сравнивается со стабильным « опорным » напряжением, поданным на сопротивление  $R_1$ . Последнее включено в цепь катода регулирующей лампы  $L_4$ . Напряжение от якоря подается на часть сопротивления  $R_1$  в направлении, противоположном поляр-

ности опорного напряжения. Разность между этими напряжениями является напряжением смещения регулирующей лампы  $\Lambda_4$ . Анодный ток этой лампы проходит через дроссель насыщения, включенный в фазосдвигающий мост, управляющий моментом зажигания тиратронов. В свою очередь ток тиратронного выпрямителя, питающий якорь двигателя, определяет скорость вращения последнего. При заданной ско-

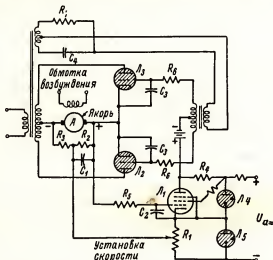


Рис. 17-12. Схема автоматического регулирования напряжения на якоре двигателя со смешанным управлением, принцип действия которой основан на регулировке фазы и напряжения смещения на сетке тиратронов, питающих двигатель.

рости вращения двигателя все напряжения и токи в цепи автоматической регулировки скорости имеют строго определенные согласованные значения. Если скорость вращения двигателя уменьшится (или увеличится), немедленно уменьшится (или увеличится) и напряжение на сопротивлении  $R_2$ , в результате чего падение напряжения на сопротивлении  $R_1$  превысит заданное значение, т.е. возрастет напряжение смещения на регулирующей лампе  $\Lambda_4$ . При этом анодный ток лампы  $\Lambda_4$  уменьшится, индуктивность дросселя насыщения в фазосдвигающем мосте возрастет и момент зажигания тиратронов изменится таким образом, что увеличится угол горения тиратронов, а вместе с тем и среднее значение тока якоря и скорость двигателя.

Схема приходит в состояние равновесия, когда напряжение на сопротивлении  $R_2$  становится равным опорному напряжению на соответствующем участке сопротивления  $R_1$ .

Перемещая движок переменного сопротивления  $R_1$ , можно регулировать заданную скорость вращения двигателя, которая будет автоматически сохраняться неизменной.



В схеме, приведенной на рис. 17-13, напряжение, пропорциональное скорости вращения якоря, выделяется на сопротивлении  $R_1$  и сравнивается с фиксированным опорным напряжением, возникающим на части сопротивления  $R_2$ . Разность сравниваемых напряжений усиливается при помощи усилителя постоянного тока, работающего на лампах  $L_1$  и  $L_2$ , и используется для управления дросселем насыщения  $SR$ .

Если скорость вращения двигателя уменьшится, то за счет изменения разности между сравниваемыми напряжениями увеличится отрицательное напряжение смещения на сетке лампы  $L_2$ . Вследствие этого изменится режим работы усилителя постоянного тока (т.е. ламп  $L_1$  и  $L_2$ ) и дросселя насыщения, в результате чего, как и в предыдущей схеме, изменится момент зажигания тиратронов, ток якоря увеличится и скорость вращения двигателя возрастет. Процесс автоматического регулирования скорости двигателя продолжается до тех пор, пока напряжение на сопротивлении  $R_1$ , пропорциональное скорости двигателя, не станет равным опорному напряжению на сопротивлении  $R_2$ . Увеличение стабильной скорости двигателя, автоматически сохраняемой в дальнейшем неизменной при помощи данной схемы, производится перемещением движка потенциометра  $R_1$  влево, уменьшение — перемещением этого движка вправо.

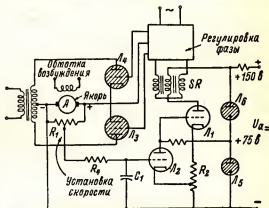


Рис. 17-13. Схема автоматического напряжения якоря и скорости двигателя, принцип действия которой основан на использовании дросселя насыщения в цепи сетки тиратронов, питающих двигатель.

### 17-5. Компенсация падения напряжения на обмотке якоря

Учитывая, что напряжение на обмотке якоря представляет сумму напряжений  $U_0$  и  $I_a R_a$ , оно не вполне точно отображает скорость вращения двигателя. Составляющую напряжения  $I_a R_a$ , обусловленную активным сопротивлением якоря, которая вносит погрешность в процесс автоматического регулирования, можно исключить из напряжения, сравниваемого с опорным. Для этого из сигнала, пропорционального полному напряжению на якоре, необходимо исключить составляющую, пропорциональную току якоря.

Простейшим способом получения напряжения, пропорционального падению напряжения на активном сопротивлении обмотки якоря  $I_a R_a$ , является включение последовательно с обмоткой (рис. 17-14). Напряжение, получаемое на сопротивлении  $R_2$ , вычитается из сигнала, сни-

маемого с сопротивления  $R_1$ , хотя эти цепи и включены по схеме суммирования. Это происходит потому, что усилительная лампа  $\Lambda_2$ , на которую подается напряжение с сопротивления  $R_2$ , изменяет полярность сигнала, пропорционального падению напряжения на активном сопротивлении обмотке якоря, прежде чем этот сигнал складывается с сигналом, пропорциональным полному напряжению на якоре. На вход

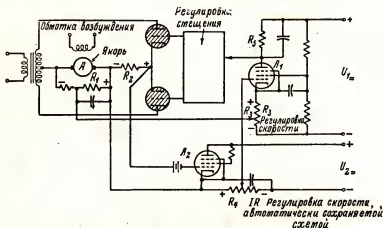


Рис. 17-14. Простейшая схема компенсации падения напряжения на обмотке якоря.

схемы усилителя (лампа  $\Lambda_1$ ), управляющего скоростью вращения ротора, подается сигнал с сопротивления  $R_4$ , пропорциональный произведению  $(-I_m R_a)$ , и сигнал с сопротивления  $R_1$ , пропорциональный напряжению  $(U_0 + I_m R_c)$ . В результате производится вычитание указанных выше сигналов, и полученная разность напряжений, пропорциональная противо-э.д.с. якоря, сравнивается с опорным напряжением, задаваемым при помощи сопротивления  $R_3$ .

Более гибкая и удобная схема компенсации составляющей, обусловленной активным сопротивлением якоря, приведена на рис. 17-15. Здесь для получения сигнала, пропорционального току якоря, используется трансформатор тока  $CT$ . Применение двух первичных обмоток в этом трансформаторе позволяет устранить насыщения его сердечника и в то же время просуммировать токи от обоих тиристорных, управляющих скоростью двигателя. В результате выпрямления вторичного напряжения, получаемого от трансформатора тока, на сопротивлении  $R_5$  выделяется сигнал постоянного тока, пропорциональный току якоря. Емкость  $C_3$  используется здесь для фильтрации переменных составляющих выпрямленного напряжения, выделяющегося на сопротивлении  $R_5$ . Часть этого сигнала вводится в схему автоматической регулировки скорости вращения двигателя, в качестве которой могут быть использованы схемы, приведенные на рис. 17-12 или на рис. 17-13, и любые схемы аналогичного назначения.

В схеме автоматической регулировки скорости вращения двигателя (рис. 17-15) лампа  $L_2$  начинает работать, когда уменьшается напряжение на сопротивлении  $R_1$ , пропорциональное  $U_0 + I_m R_a$ . Положительный сигнал с сопротивления  $R_5$ , пропорциональный  $I_m R_a$ , подается в катодную цепь лампы  $L_2$  и вычитается из напряжения, указанного выше. Результирующий сигнал, пропорциональный противо-э.д.с.

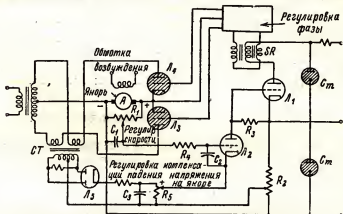


Рис. 17-15. Схема компенсации падения напряжения на обмотке якоря с трансформатором тска.

якоря  $U_0$ , сравнивается с напряжением на сопротивлении  $R_2$ . Разностное напряжение, воздействуя на момент зажигания тиратронов, приводит в действие схему автоматической регулировки скорости двигателя.

В отличие от рассмотренных выше схем в данной схеме при изменении заданной и автоматически сохраняемой скорости вращения двигателя регулируется не величина опорного напряжения, а напряжение, пропорциональное  $(U_a + I_m R_a)$ , которое снимается с движка сопротивления  $R_1$ . Одновременно подстраивается соответствующим образом и напряжение, пропорциональное компоненте  $(I_m R_a)$ , которое снимается с сопротивления  $R_5$ .

Необходимо учитывать, что противо-э.д.с. якоря в двигателе с независимым возбуждением будет пропорциональна скорости вращения якоря при условии, что реакция якоря прене-

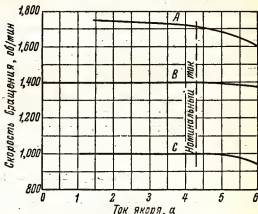


Рис. 17-16. Кривые зависимости скорости вращения от тока якоря при использовании схемы автоматической регулировки скорости.

брежимо мала и ее можно считать равной нулю и что полная компенсация падения напряжения на обмотке якоря возможна только в случаях, когда сопротивление обмотки якоря не меняется при изменении температуры двигателя. В реальных условиях эти допущения не выполняются. Поэтому описанные выше схемы не обеспечивают абсолютно точного сохранения заданной скорости вращения двигателя и ошибка регулирования доходит до нескольких процентов.

Типовые кривые зависимости скорости двигателя от тока якоря, получаемые при использовании описанных выше схем автоматического регулирования, приведены на рис. 17-16. Спадание кривых при больших значениях тока якоря можно устранить, если сочетать схему регулирования скорости и токоограничивающую схему, описанную ниже.

### 17-6. Уменьшение возбуждения двигателя

Для увеличения скорости двигателя выше номинального значения при номинальной величине тока якоря необходимо уменьшать ток возбуждения. В этих целях необходимо внести небольшие конструктивные изменения в потенциометр  $R_1$ , которым в предыдущей схеме задается требуемая скорость. На половине длины рабочей части данного потенциометра он должен работать как обычно, а далее его движок начинает скользить по короткозамкнутому сектору, с которого снимается постоянный сигнал, соответствующий наибольшей скорости двигателя при номинальном значении тока якоря.

На одной оси с этим потенциометром устанавливается второй потенциометр, который сконструирован таким образом, что когда щетка первого потенциометра попадает на короткозамкнутый сектор, щетка второго потенциометра сходит с короткозамкнутого сектора и далее вторым потенциометром производится изменение момента зажигания вентилей выпрямителя, питающего обмотку возбуждения двигателя. Таким образом, после достижения максимальной скорости при максимальном допустимом значении тока возбуждения начинается уменьшение величины тока возбуждения, что и приводит к увеличению скорости вращения двигателя. Величина противо-э.д.с. якоря остается постоянной и для автоматического сохранения заданной скорости двигателя можно по-прежнему использовать схему автоматической регулировки управляемым выпрямителем, питающим обмотку якоря.

### 17-7. Ограничение тока якоря

Добавив к предыдущей схеме систему ограничения тока якоря, можно защитить двигатель и управляемые вентили от бросков тока, возникающих при пуске или перегрузках двигателя. Такая защита особенно необходима при использовании в качестве вентилей тиратронов, так как они не терпят перегрузок.

На рис. 17-17 показана цепь ограничения тока якоря, введенная в предыдущую схему. Здесь ограничение тока якоря совмещено с систе-

мой автоматического регулирования скорости и компенсации падения напряжения на обмотке якоря. Цепь ограничения тока якоря состоит из лампы  $L_6$ , сопротивления  $R_6$  и сопротивления смещения  $R_2$ . Сигнал на ограничивающую лампу  $L_6$  подается с трансформатора тока, так же как и на лампу регулирования скорости  $L_5$ . Увеличение тока якоря приводит к повышению напряжения на сетке лампы  $L_6$ , в то время

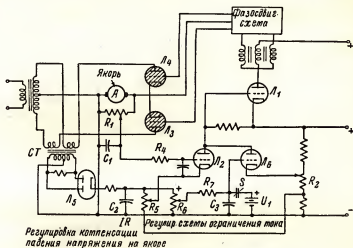


Рис. 17-17. Схема с ограничением тока якоря.

как напряжение на сетке лампы  $L_2$  понижается вследствие увеличения падения напряжения на обмотке якоря.

Пока ток якоря не превышает номинального значения и нагрузка составляет не более 150% от номинальной, лампа  $L_6$  заперта напряжением смещения, снимаемым с сопротивления  $R_2$ . В это время лампа  $L_6$  производит регулирование скорости вращения двигателя, как было описано выше. Когда ток якоря достигает предельно допустимого значения, лампа  $L_6$ , в качестве которой может быть использован пентод с крутой отсечкой, переходит в проводящее состояние. Для нормальной работы данной схемы необходимо, чтобы коэффициент усиления лампы  $L_6$  на рабочем участке характеристики был значительно больше, чем коэффициент усиления лампы  $L_2$ . Поэтому после того как лампа  $L_6$  откроется, превалирующая часть сигнала, попадающего на сетку лампы  $L_1$ , образуется за счет анодного тока лампы  $L_6$ . В результате при работе лампы  $L_6$  напряжение на сетке лампы  $L_2$  и ее анодный ток резко уменьшаются, что, в свою очередь, приводит к уменьшению тока, протекающего по обмотке управления дросселя насыщения  $SR$ , и к увеличению задержки момента зажигания тиратронов, и ток якоря двигателя снижается до безопасного значения.

Действие лампы  $L_6$  иллюстрирует кривая зависимости скорости двигателя от тока якоря, приведенная на рис. 17-18, которая показы-

васт, что двигатель может быть даже автоматически остановлен, если ток якоря превысит номинальное значение на 200%.

В момент пуска двигателя, когда ток якоря равен нулю и напряжение на сопротивлении  $R_6$  также равно нулю, лампа  $L_6$  заперта и тиратроны зажигаются в начальный интервал периода. Система ограничения тока не действует в течение первой половины периода после зажигания тиратронов. В это время ток якоря ограничивается только активным сопротивлением его обмотки и индуктивностью и может достигнуть

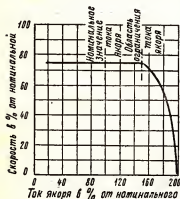


Рис. 17-18. Характеристики схемы автоматической регулировки скорости с блоком ограничения тока якоря.

на столько большой величины, что приведет к повреждению тиратронов. Сказанное имеет особенно важное значение в случаях, когда положение движка потенциометра  $R_1$  соответствует большой скорости и момент зажигания тиратронов, устанавливаемый лампой  $L_2$ , обеспечивает большой ток якоря.

Для ограничения пускового тока двигателя вводится дополнительная защитная цепь, состоящая из сопротивления  $R_7$ , конденсатора  $C_3$  и ключа  $S$  (рис. 17-17). Перед пуском ключ  $S$  замкнут и конденсатор  $C_3$  заряжен положительно до напряжения  $U_1$ , вследствие чего сетка лампы  $L_6$  находится под положительным потенциалом. При пуске замыкается главный линейный контактор и размыкается ключ  $S$ , но положительный потенциал на сетке

лампы  $L_6$  еще сохраняется в течение некоторого времени, так как емкость  $C_3$  не может разрядиться мгновенно. Поэтому лампа  $L_6$  продолжает оставаться открытой, а лампа  $L_1$  — запертой и момент зажигания тиратронов будет столь сильно задержан, что в начальные моменты пускового периода зажигания тиратронов вообще не происходит.

Конденсатор  $C_3$  постепенно разряжается через сопротивления  $R_7$  и  $R_6$ , анодный ток лампы  $L_6$  уменьшается, и лампа  $L_1$  переходит в проводящее состояние, вследствие чего тиратроны зажигаются и появляется плавно нарастающий ток якоря. Когда же конденсатор  $C_3$  полностью разрядится, ограничение тока якоря производится лампой  $L_6$  соответственно величине сигнала на сопротивлении  $R_6$ , как было описано выше. Постоянная времени цепи разряда конденсатора  $C_3$  обычно имеет порядок нескольких периодов сетевого напряжения; поэтому цепи ограничения пускового тока, выполнив свои функции, быстро выключаются и вступают в действие рассмотренные выше цепи автоматической регулировки скорости.

Схема ограничения пускового тока позволяет осуществлять пуск двигателя при токе якоря, не превосходящем заданного значения, максимально допустимая величина которого задается установкой положения движка на сопротивлении  $R_6$ .

Действие цепи ограничения пускового тока якоря иллюстрирует осциллограмма, приведенная на рис. 17-19. В течение первых четырех полупериодов ток плавно возрастает до максимально допустимого зна-

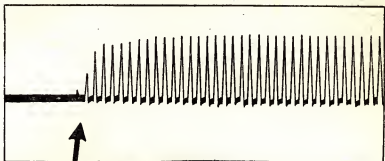


Рис. 17-19. Осциллограмма импульсов тока якоря при использовании блока ограничения пускового тока.

чения, а затем вступает в действие лампа  $L_2$  и токорегулирующая схема, которые сохраняют неизменным заданное значение тока якоря.

### 17-8. Вспомогательные цепи

Реверсирование двигателя (т.е. изменение направления его вращения) можно производить изменением направления тока в его якоре, для чего используется магнитный контактор.

Если двигатель реверсируется на ходу, вводится в действие схема ограничения пускового тока, благодаря чему обмотки якоря переключаются в обесточенном состоянии. Ток, который возникает сразу после переключения, усиливает противо-э.д.с. и стремится затормозить двигатель. В этом режиме ток течет через тиратроны и во время отрицательных полупериодов сетевого напряжения, так как положительный потенциал анодов относительно катодов поддерживает противо-э. д. с. якоря  $U_0$ . В данном режиме работы двигателя происходит возвращение энергии в сеть. Этот процесс называется регенеративным (или рекуперативным) торможением. После того как двигатель остановится, автоматически производится его запуск в противоположном направлении.

Для более совершенного управления двигателем применяется динамическое торможение. В этом случае, когда нажимается кнопка «стоп», тиратроны отключаются и якорь двигателя шунтируется малым активным сопротивлением. Накопленная двигателем энергия, превращаясь в тепловую энергию, быстро расходуется и двигатель останавливается. Иногда для включения или для переключения двигателя вводятся пусковые реле времени, обеспечивающие задержку нарастания тока якоря на несколько периодов изменения сетевого напряжения.

Для обеспечения выдержки времени, необходимой для прогревания накала тиратронов при первом включении системы управляемый выпрямитель—двигатель, применяются реле времени с синхронным двигателем.

### 17-9. Регулирование скорости двигателя с помощью тахогенератора

Маломощные двигатели постоянного тока имеют большое активное сопротивление якоря и плохие регулировочные характеристики, поэтому описанные выше схемы автоматической регулировки и сохранения скорости не обеспечивают достаточной точности. Для удовлетворитель-

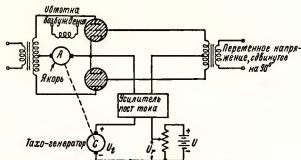


Рис. 17-20. Схема автоматического регулирования скорости двигателя, основанная на использовании тахогенератора.

ной работы схем автоматической регулировки и стабилизации скорости необходимо, чтобы датчик, измеряющий истинную скорость двигателя, был более быстродействующим, чем сама регулируемая система. В качестве датчика может быть с успехом использован маломощный тахогенератор постоянного тока с полем возбуждения, создаваемым постоянными магнитами, у которого выходная э.д.с. (при отсутствии нагрузки) линейно зависит от скорости вращения.

Тахогенератор (рис. 17-20) непосредственно соединяется с валом контролируемого двигателя, и напряжение на его зажимах сравнивается с постоянным опорным напряжением. Этим напряжением  $U_2$  задается требуемое значение скорости. Далее разность (большая, чем порог чувствительности усилителя) между этим напряжением  $U_2$  и э.д.с. тахогенератора  $U_1$ ) усиливается и используется в качестве управляющего сигнала, подаваемого в цепь зажигания тиратронов. Изменения тока выпрямителя восстанавливают заданное значение скорости двигателя.

Если усилитель постоянного тока, используемый в подобной схеме, имеет достаточно большой коэффициент усиления, то при таком способе регулирования можно получить точность поддержания скорости, достигающую до 1%, даже при ее малых значениях. В случае, когда датчиком скорости является тахогенератор, изменения напряжения питания и температуры окружающего воздуха учитываются цепью основной обратной связи системы и не влияют на точность поддержания скорости. При таком способе регулирования отпадает необходимость в компенсации падения напряжения на обмотке якоря.

Полная система управления двигателем сочетает тахометрическое регулирование скорости и токоограничивающие цепи. Поскольку такая



система имеет замкнутую цепь обратной связи, необходимо проанализировать ее устойчивость с точки зрения теории автоматического регулирования, что выполнено в следующей главе.

### 17-10. Управление микродвигателями переменного тока

Управляемые маломощные двух- и трехфазные двигатели переменного тока в сочетании с электронной схемой управления применяются в различных регистрирующих приборах и маломощных системах автоматического регулирования. Такие двигатели обычно используются для балансировки измерительных мостов с одновременным перемещением каретки, несущей перо, или индикаторной стрелки, а также в других электромеханических устройствах. В подобных случаях двигатель вращается попеременно в том или ином направлении в зависимости от знака разбаланса потенциометра или моста, в цепь которого вводится измеряемый сигнал. Скорость вращения двигателя зависит от величины разбаланса (сигнала, пропорционального отклонению измеряемой величины от значения, указываемого индикаторной стрелкой или пером каретки).

Электронные схемы могут преобразовывать информацию, поданную на их вход в виде сигнала напряжения, в пропорциональную его величине скорость вращения. Направление этого вращения меняется в соответствии с изменением полярности входного сигнала. Такие схемы реагируют как на величину входного сигнала, так и на его фазу.

Простейшая управляющая схема с однофазным мотором переменного тока показана на рис. 17-21. Здесь использованы два дросселя насыщения  $S_1$  и  $S_2$ , управляемые вакуумными лампами или маломощными тиратронами. Аноды ламп питаются переменным током, и изменение полярности входного сигнала постоянного напряжения приводит к реверсированию двигателя.

Когда сетка лампы  $L_1$  имеет более положительный потенциал, чем сетка лампы  $L_2$ , анодный ток лампы  $L_1$  будет больше анодного тока второй лампы, и падение напряжения на первичной обмотке дросселя насыщения  $S_1$  будет меньше, чем на первичной обмотке дросселя  $S_2$ . Большая часть тока дросселя  $S_1$ , проходя по обмотке возбуждения мотора  $F_1$ , вызывает появление магнитного потока. Часть тока, ответвившись через конденсатор  $C$ , обеспечивающий сдвиг тока по фазе, протекает через обмотку мотора  $F_2$ , в результате чего создается пусковой момент определенного направления.

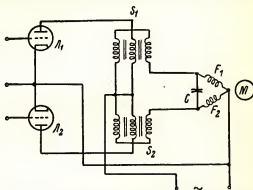


Рис. 17-21. Схема управления микродвигателями переменного тока.

В случаях, когда ток лампы  $L_2$  больше, чем ток лампы  $L_1$ , картина меняется, основная часть тока проходит по обмотке мотора  $F_2$ , а сдвинутая по фазе составляющая проходит по обмотке  $F_1$ , и двигатель вращается в противоположном направлении.

Две другие схемы управления микродвигателями переменного тока приведены на рис. 17-22. Схема с двухфазным двигателем показана

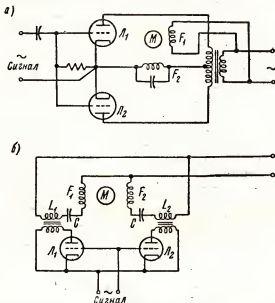


Рис. 17-22. Схемы управления микродвигателями переменного тока с фазочувствительным блоком.

на рис. 17-22, а. Аноды ламп питаются переменным напряжением, находящимся в противофазе, а выходной ток суммируется. В каждой лампе производится сравнение фазы входного сигнала с фазой анодного напряжения, и лампы будут находиться в проводящем состоянии только в те моменты времени, когда оба эти напряжения положительны на каждой данной лампе. Направление вращения мотора определяется тем, какая из ламп находится в проводящем состоянии, что зависит от фазы входного сигнала.

В схеме, приведенной на рис. 17-22, б, использован реверсивный двухфазный двигатель с симметричными обмотками возбуждения, управляемый включенными в цепи обмоток трансформаторами  $L_1$  и  $L_2$ , полярность вторичных обмоток которых отмечена точками. Вследствие насыщения сердечника постоянной составляющей анодного тока и током нагрузки в проводящие полупериоды первичных обмоток полное сопротивление трансформаторов в проводящие и непроводящие полупериоды может различаться в 10 раз.

В случаях, когда лампа находится в проводящем состоянии, значительная часть линейного напряжения попадает на обмотки возбуждения, что вызывает вращение двигателя в требуемом направлении. Емкость конденсатора  $C$  выбирается таким образом, чтобы в схеме имело место явление последовательного резонанса, благодаря чему напряжение, приложенное к обмоткам мотора, увеличивается.

Изменение фазы входного сигнала на  $180^\circ$  приводит к тому, что работавшая ранее лампа переходит в нерабочее состояние, а другая лампа открывается. Амплитуда входного сигнала определяет величину выходного сигнала, т.е. определяет скорость двигателя.

Управления схемами такого типа производится от мостов переменного тока, в которых изменение фазы выходного сигнала происходит при переходе через положение баланса.

### 17-11. Фазовый детектор

Фазовая дискриминация, или селекция, как средство для получения информации о направлении или полярности сигнала производится рассматриваемыми ниже схемами фазового детектора. Такие схемы обычно используются вместе с различными индикаторными системами или с двухфазными двигателями. Типовая принципиальная схема фазового дискриминатора показана на рис. 17-23.

Два сигнала переменного напряжения одинаковой частоты, имеющие эффективное значение  $U_1$  и  $U_2$  и произвольный сдвиг фазы, подаются на два входа схемы. Мгновенное значение каждого из напряжений равняется:

$$u_1 = U_{1m} \sin \omega t, \quad (17-29)$$

$$u_2 = U_{2m} \sin (\omega t + \varphi), \quad (17-30)$$

где угол сдвига фаз  $\varphi$  может принимать любые значения, но обычно равен или нулю или  $180^\circ$ .

Напряжения во вторичной цепи  $u_a$  и  $u_b$  равны:

$$u_a = U_{1m} \sin \omega t + U_{2m} \sin (\omega t + \varphi); \quad (17-31)$$

$$u_b = U_{1m} \sin \omega t - U_{2m} \sin (\omega t + \varphi). \quad (17-32)$$

Для упрощения анализа данной схемы положим, что диоды имеют идентичные и линейные динамические характеристики. Заметим, что при  $R_i \ll R$  это требование выполняется с достаточной для практических целей точностью при любой форме статических характеристик диодов и любом их внутреннем сопротивлении.

После выпрямления пульсирующее напряжение на выходе будет равно:

$$U_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{1m} \sin \omega t d\omega t + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{2m} \sin (\omega t + \varphi) d\omega t$$

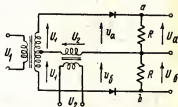


Рис. 17-23. Принципиальная схема фазового детектора.

$$и \quad U_b = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_{1m} \sin \omega t \, d\omega t - \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_{2m} \sin (\omega t + \varphi) \, d\omega t.$$

После интегрирования и подстановки  $b = U_{2m}/U_{1m}$ , получаем

$$U_a = \frac{U_{1m}}{\pi} (1 + b \cos \varphi); \quad (17-33)$$

$$U_b = \frac{U_{1m}}{\pi} (1 - b \cos \varphi). \quad (17-34)$$

Таким образом, величина двух сигналов постоянного напряжения в общей точке зависит от угла фазового сдвига  $\varphi$  между входными переменными напряжениями. При  $b = 1$  выходной сигнал изменяется от нуля до максимального значения, равного  $2 U_{1m}/\pi$  при изменении угла  $\varphi$  от 0 до  $180^\circ$ .

Схема управления двухфазным двигателем с помощью данного фазового дискриминатора показана на рис. 17-24. В схеме (рис. 17-24, б) величина угла  $\varphi$  обычно может принимать значения  $+90^\circ$  или  $-90^\circ$ , и двигатель будет вращаться в ту или иную сторону. Эта схема обычно применяется в следующих системах.

В качестве индикатора фазы применяется обычно схема фазового дискриминатора (рис. 17-25). Здесь используются диоды с квадратичными характеристиками, для которых выполняется соотношение  $R_1 \gg R$ . Поэтому можно записать:

$$i_a = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots \quad (17-35)$$

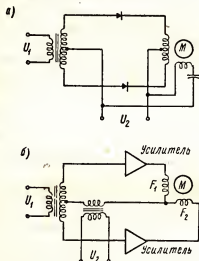


Рис. 17-24. Схемы с фазовым детектором, предназначенные для управления двигателем переменного тока.

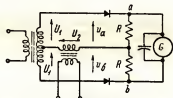


Рис. 17-25. Схема блока измерения разности фаз.

и если  $u_a$  и  $u_b$  описываются уравнениями (17-31) и (17-32), то токи диодов будут равны:

$$i_{b1} = a_0 + a_1 U_{1m} \sin \omega t + a_1 U_{2m} \sin (\omega t + \varphi) + a_2 U_{1m}^2 \sin^2 \omega t + 2a_2 U_{1m} U_{2m} \sin \omega t \sin (\omega t + \varphi) + a_2 U_{2m}^2 \sin^2 (\omega t + \varphi); \quad (17-36)$$

$$i_{b2} = a_0 - a_1 U_{1m} \sin \omega t + a_1 U_{2m} \sin (\omega t + \varphi) + a_2 U_{1m}^2 \sin^2 \omega t - 2a_2 U_{1m} U_{2m} \sin \omega t \sin (\omega t + \varphi) + a_2 U_{2m}^2 \sin^2 (\omega t + \varphi). \quad (17-37)$$

Эти токи создают между точками  $a-b$  напряжение:

$$u_{ab} = (i_a - i_b) R = 2a_1 U_{1m} R \sin \omega t + 4 U_{1m} U_{2m} R \sin \omega t \sin (\omega t + \varphi).$$

Преобразовав второй член правой части этого уравнения в соответствии с формулой

$$\sin \alpha \sin \beta = 1/2 [\cos (\alpha - \beta) - \cos (\alpha + \beta)],$$

получим

$$u_{ab} = 2a_1 U_{1m} R \sin \omega t - 2a_2 U_1 U_2 R \cos (2\omega t + \varphi) + 2a_2 U_{1m} U_{2m} \cos \varphi. \quad (17-38)$$

Первая и вторая гармоники выходного напряжения могут быть отфильтрованы емкостью, а напряжение, равное

$$U_{ab} = 2a_2 U_{1m} U_{2m} \cos \varphi \quad (17-39)$$

представляет постоянную составляющую выходного сигнала.

Если амплитуды входных сигналов  $U_{1m}$  и  $U_{2m}$  с помощью ограничителей сделаны равными то постоянная составляющая выходного напряжения  $U_{ab}$  будет прямо пропорциональна значению  $\cos \varphi$  и индикаторный прибор, присоединенный к точкам  $a-b$ , может быть отградуирован в единицах угла  $\varphi$ .

Описанное устройство с выходным фильтром можно также использовать для управления двигателем, включенным по схеме, указанной на рис. 17-21.

### Задачи

17-1. Двигатель мощностью  $3/4$  л.с. имеет схему управления, приведенную на рис. 17-2. Сопротивление обмотки якоря равно  $2,48$  ом, индуктивность  $0,021$  мГ. При питании двигателя от сети  $115$  в скорость вращения равна  $1800$  об/мин. При токе якоря  $5,7$  а двигатель обладает мощностью  $3/4$  л.с.

Пренебрегая падением напряжения в тиратронах, построить зависимость относительного момента  $T/T_0$  от коэффициента скорости  $a$  при угле зажигания  $\theta_1 = 90^\circ$ . Напряжение на вторичной обмотке трансформатора равно  $300$  в.

17-2. Двигатель, соответствующий условиям задачи 17-1, имеет скорость  $1000$  об/мин при управлении от тиратронов.

Подсчитать среднее значение тока якоря.

17-3. Объяснить, как может быть построена схема компенсации падения напряжения на обмотке якоря при последовательной и смешанной схеме возбуждения.

17-4. Определить отношение  $I_{эф}/I_m$  для двигателя, соответствующего условиям задачи 17-1, если  $\theta_1 = 80^\circ$ , а скорость вращения двигателя равна  $1700$  об/мин.

17-5. Двигатель, соответствующий условиям задачи 17-1, включен по схеме, указанной на рис. 17-12.

Определить изменение выходного напряжения в точке  $X$  при изменении скорости вращения от  $1700$  до  $1750$  об/мин, если  $L_1$  имеет  $S = 4,0$  ма/в и большое внутреннее сопротивление  $R_1$ , а  $R_2 = 1000$  ом,  $R_3 = 9$  ком,  $R_1 = 100$  ком.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Ryder, J. D.: Electronic Control for D-C Motors, *Electronics*, 12: 20 (December, 1938).
2. Vedder, E. H., and K. P. Puchlowski: Theory of Rectifier-D-C Motor Drives, *Trans. AIEE*, 62: 863 (1943).

3. Moyer, E. E.: Electronic Control of D-C Motors, *Electronics*, 16: 98 (May, 1943), 119 (June, 1943), 118 (July, 1943), 133 (September, 1943), 128 (October, 1943).
  4. Puchowski, K. P.: Electronic Control of D-C Motors, *Trans. AIEE*, 62: 870 (1943).
  5. Chute, G. M.: "Electronics in Industry," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1946.
  6. Schmidt, A., Jr.: Operating D-C Motors from Controlled Rectifiers, *Elec. Eng.*, 67: 516 (1948).
  7. Engineers of the Westinghouse Electric Corporation: "Industrial Electronics Reference Book," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1948.
  8. Chance, F. B., et al.: "Waveforms," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1949.
  9. Hague, B.: "Alternating-current Bridge Methods," Pitman Publishing Corporation, New York, 1930.
-

## ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

### СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ

#### 18-1. Сервомеханизмы и регуляторы

Системой регулирования, работающей по разомкнутому циклу, называется такая система, в которой выходная величина (координата) не сопоставляется с входной, т.е. отсутствует обратная связь между входным и выходным сигналом. Пусть, например, имеется генератор электрического тока, подключенный к некоторой нагрузке. Напряжение на выходе генератора устанавливается с помощью реостата возбуждения, удаленного от самого генератора. Реостат имеет шкалу, отградуированную в вольтах; контроль за выходным напряжением по вольтметру не предусмотрен, так как подразумевается, что напряжение на нагрузке соответствует показаниям шкалы реостата возбуждения. В действительности это не совсем так, поскольку выходное напряжение генератора зависит не только от напряжения возбуждения, но и от других факторов, как, например, от сопротивления нагрузки, числа оборотов якоря и т.д. В разобранный пример контроль за регулируемой величиной отсутствует, т.е. данная система работает по разомкнутому циклу.

Если в рассмотренной системе регулирования параллельно нагрузке подключить контактный вольтметр и ввести следящее устройство, включающее в себя двигатель, который при любом отклонении стрелки вольтметра перемещал бы движок реостата возбуждения до тех пор, пока напряжение на нагрузке не достигнет заданной величины, получим систему, работающую по замкнутому циклу. В таком устройстве осуществлялся бы непрерывный контроль за напряжением на выходе генератора, и появление ошибки, или разницы между заданной и фактической величинами напряжения, немедленно вызывало бы корректирующее воздействие.

*Следящие системы.* Физические возможности человеческого организма накладывают определенные ограничения на быстроту и сложность технических процессов, которыми человек может непосредственно управлять. Значение автоматизации, все шире внедряемой в технику, заключается в том, что автоматизация различных процессов позволяет исключить необходимость в непосредственном участии в них человека. При проектировании систем автоматического регулирования и управления

часто прибегают к помощи электроники, так как электронные устройства обеспечивают чрезвычайно высокое быстродействие. В настоящее время автоматика является одной из важнейших областей применения электроники.

Почти во всех автоматических системах находят применение принципы обратной связи, причем методы анализа этих систем во многом аналогичны методам исследования усилителей с обратной связью, разработанным Блзком, Найквистом и Бодо. Анализ и расчет следящих и других систем автоматического регулирования представляют особый интерес для лиц, работающих в области промышленной электроники.

Термин «сервомеханизм» обычно применяется к системам автоматики, работающим по замкнутому циклу и осуществляющим изменение положения какого-либо из регулируемых элементов. Таким образом, устройство, которое следит за отклонением стрелки вольтметра в рассмотренном примере и управляет перемещением движка реостата возбуждения, является сервомеханизмом\*.

Укажем две принципиальные особенности сервомеханизмов. Во-первых, энергия, расходуемая на выходе системы, должна поступать от отдельного источника, а не со входа системы. Действительно, энергия, затрачиваемая на выходе, обычно бывает немного больше энергии, которую может обеспечить входное устройство системы, поэтому следящая система является усилителем мощности. Во-вторых, управляющим сигналом сервомеханизма является сигнал ошибки, или разница (расхождение) между входной и регулируемой выходной величинами, т.е. если  $\Theta_{вх}$  — угловая координата, соответствующая входу в некоторый момент времени, и  $\Theta_{вых}$  — угловая координата, соответствующая выходу в тот же момент времени, то сигнал ошибки:

$$\epsilon = \Theta_{вх} - \Theta_{вых}. \quad (18-1)$$

Эта разность и является сигналом, возбуждающим систему.

Блок-схема типового сервомеханизма показана на рис. 18-1.

Для систем, работающих по замкнутому циклу, как и для усилителей с обратной связью, характерным является использование сигнала ошибки, т.е. разницы между входом и выходом.

Из рис. 18-1 видно, что в результате введения обратной связи входная координата непрерывно сравнивается с выходной, и если в данный момент времени выходная координата не соответствует входной, то  $\Theta_{вых}$  стремится сравняться с  $\Theta_{вх}$ .

Наоборот, в системе, работающей по разомкнутому циклу, входная координата непосредственно не связана с выходной. В этом случае изме-

\* В отечественной литературе термин «сервомеханизм» употребляется редко; сервомеханизмы у нас принято рассматривать как частный случай следящих систем, причем под следящей системой понимается система автоматического регулирования, с помощью которой на управляемом объекте в виде определенной выходной величины выдается сигнал, являющийся заданной функцией изменений входной величины, и, как правило, с усилением по мощности.

При переводе настоящая глава была названа «Следящие системы», поскольку материал, изложенный в этой главе, по существу имеет общий характер, т.е. относится к следящим системам вообще. — *Прим. пер.*



нять выходную величину можно задавая изменение на входе. Выходная координата данной системы может изменяться в зависимости от параметров системы, тогда как в замкнутой системе эта возможность полностью устранена. Однако улучшение эксплуатационных свойств системы регулирования связано с увеличением сложности ее конструкции, что необходимо для обеспечения устойчивости и быстроты успокоения системы.

Системы автоматического регулирования таких физических величин, как давление (рис. 18-2), температура, напряжение и т.д., называются регуляторами.



Рис. 18-1. Блок-схема следящей системы.

Устройство для регулирования напряжения генератора, включающее вольтметр и реостат возбуждения, описанное выше, так же может рассматриваться, как регулятор, в то время как устройство, согласующее показание стрелки вольтметра с положением движка реостата возбуждения, является сервомеханизмом.

Провести четкую грань между сервомеханизмами и регуляторами не всегда удастся (в этом и нет особой необходимости). При анализе обычных систем в качестве независимой переменной используется величина мгновенного значения угла  $\Theta$ . Это объясняется тем, что определение «сервомеханизм» связано с механическим движением.

Введем некоторые термины, необходимые при рассмотрении процессов автоматического регулирования.

Непрерывным регулированием называется такое регулирование, когда выходная координата сопоставляется с входной непрерывно, в отличие от регулирования, при котором выходная координата корректируется только в определенные моменты времени.

При пропорциональном регулировании выходной (вращающий) момент пропорционален (при более или менее линейной зависимости) разности между действительным и желаемым значениями выходной величины. Согласующий момент (или сила) может быть также пропорционален другим величинам: скорости изменения ошибки, т.е. ее производной, или интегралу ошибки.

При релейном регулировании система имеет только два рабочих состояния и процесс согласования зависит только от наличия и полярности сигнала ошибки и не зависит от ее величины. Домашний термостат, или холодильник, работает обычно по этому принципу.

Работа и устойчивость системы зависят от вида уравнений, описывающих переходный процесс и установившееся состояние системы при

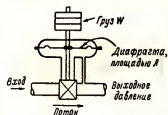


Рис. 18-2. Регулятор давления газа; давление на выходе равно

$$\frac{W}{A} \text{ кг/см}^2.$$

различных типах возмущения на входе. Особенно много полезной информации дает изучение переходных процессов — т.е. реакций системы на ступенчатое входное воздействие — и анализ установившегося состояния системы при синусоидальном возбуждении на входе, т.е. рассмотрение частотных характеристик.

Подобные методы анализа могут применяться к любым системам регулирования с обратной связью, независимо от того, какой системой — электрической, механической или гидравлической — обеспечивается требуемый выходной эффект.

## 18-2. Следящие системы первого порядка

Простейшая идеализированная следящая система, описываемая дифференциальным уравнением первого порядка, показана на рис. 18-3. Система обеспечивает непрерывное следование угла поворота выходного вала ( $\Theta_{\text{вых}}$ ) за углом поворота входного вала ( $\Theta_{\text{вх}}$ ) системы.

Выходная координата  $\Theta_{\text{вых}}$  подается на вход системы и вычитается из входной координаты  $\Theta_{\text{вх}}$ ; сигнал ошибки  $\epsilon = \Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}$ , поступающий на вход усилителя с коэффициентом усиления  $K$ , выражается в единицах момента на радиан ошибки на входе. На выходе усилителя развивается момент, величина которого равна  $K\epsilon = K(\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}})$ . Этот момент приложен к выходному валу системы.

Будем считать, что нагрузкой на выходном валу является элемент, имеющий пренебрежимо малый момент инерции, но обладающий свойствами демпфера, характеризуемыми коэффициентом вязкого трения, или коэффициентом демпфирования  $F$ . Это равносильно предполо-



Рис. 18-3. Блок-схема простой следящей системы первого порядка.

жению, что момент трения, нагружающий систему, пропорционален скорости вращения выходного вала, т.е. нагрузочный момент трения равен

$$F = \frac{d\Theta}{dt} = Fp\Theta,$$

где  $p$  — оператор — является символом, эквивалентным производной по времени.

Дифференциальное уравнение\* системы может быть получено из условия, что сумма всех моментов, приложенных к выходному валу, равна нулю, или

$$Fp \Theta_{\text{вых}} - K(\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}) = 0, \quad (18-2)$$

тогда

$$\Theta_{\text{вых}} = \frac{K \Theta_{\text{вх}}}{K + Fp} = \frac{1}{1 + Fp/K}. \quad (18-3)$$

Равенство (18-3) выражает соотношение между  $\Theta_{\text{вых}}$  и  $\Theta_{\text{вх}}$ .

Изучение реакции следящей системы на ступенчатую входную функцию (рис. 18-4) представляет такой же практический интерес, как и анализ работы электронного усилителя при действии на его входе периодического прямоугольного сигнала.

Эта ступенчатая функция, обладающая свойствами:

$$\Theta_{\text{вх}} = 0 \text{ при } t \leq 0,$$

$$\Theta_{\text{вх}} = A \text{ при } t > 0,$$

иногда называется входной скачкообразной функцией.

Из уравнения (18-2) при  $t > 0$

$$\frac{F}{K} p \Theta_{\text{вых}} + \Theta_{\text{вых}} = \Theta_{\text{вх}} = A. \quad (18-4)$$

Второй член  $\Theta_{\text{вых}}$  этого равенства является углом и, следовательно, величиной безразмерной; и так как оператор

$$p = \frac{d}{dt},$$

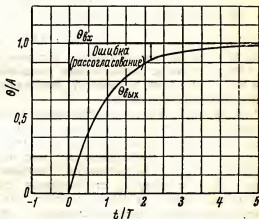


Рис. 18-4. Изменения  $\Theta_{\text{вых}}$  следящей системы первого порядка при ступенчатой входной функции  $\Theta_{\text{вх}}$ .

\* В зарубежной литературе обычно используются английские единицы:

угол  $\Theta$  — в радианах;  
момент  $T$  — в футах · фунт;  
коэффициент  
демпфирования  $F$  — футы · фут/радиан в сек;  
момент инерции  $I$  — slug · фут<sup>2</sup>

В отечественной литературе используются следующие единицы:

угол  $\Theta$  — в радианах;  
момент  $T$  — в кг · м;  
коэффициент  
демпфирования  $F$  — в кг/радиан · сек;  
момент инерции  $I$  — в кг · м · сек<sup>2</sup>.

Прим. пер.

то коэффициент  $\frac{F}{K}$  должен иметь размерность времени, поскольку первый член (18-4) должен быть величиной безразмерной.

Обозначим

$$T = \frac{F}{K}. \quad (18-5)$$

Решение дифференциального уравнения, соответствующее переходному процессу системы, определим нахождением общего решения однородного уравнения, полученного из (18-4):

$$(Tp + 1) \Theta_{\text{вых}} = 0. \quad (18-6)$$

Общее решение уравнения (18-6) имеет вид

$$\Theta_{\text{вых}} = Ce^{-t/T}, \quad (18-7)$$

где  $C$  — некоторая постоянная, которую нужно определить.

По аналогии с выражениями, описывающими переходные процессы в  $RC$  и  $RL$ -цепях, параметр  $T$  может рассматриваться как постоянная времени системы.

Далее найдем решение уравнения (18-4), соответствующее установившемуся состоянию рассматриваемой системы. Можно считать, что для рассматриваемой системы решение, определяющее стационарное состояние будет иметь такой же вид, как и входная возбуждающая функция  $\Theta_{\text{вх}}$ . Установившееся значение входной координаты равно  $\Theta_{\text{вх}} = A$ , и поэтому в стационарном состоянии системы  $p\Theta_{\text{вх}} = 0$ . Непосредственно из (18-4) следует, что частное решение этого уравнения, соответствующее установившемуся режиму,

$$\Theta_{\text{вых}} \cdot CT = A,$$

а полное решение уравнения:

$$\Theta_{\text{вых}} = A + Ce^{-t/T}. \quad (18-8)$$

Если начальные условия таковы, что при  $t = 0$   $\Theta_{\text{вых}} = 0$ , то имеем

$$C = -A,$$

и выражение (18-8) будет иметь окончательно следующий вид:

$$\Theta_{\text{вых}} = A(1 - e^{-t/T}) \text{ при } t > 0. \quad (18-9)$$

На рис. 18-4 графически изображена реакция следящей системы на ступенчатую входную функцию; координатами графика являются безразмерные величины  $\frac{\Theta_{\text{вых}}}{A}$  и  $\frac{t}{T}$ .

Переходный процесс протекает по экспоненциальному закону, и по истечении достаточного промежутка времени, т.е. при больших значениях  $t$  выходная координата  $\Theta_{\text{вых}}$  станет равной входной  $A$ . Другими словами, установившаяся ошибка для системы первого порядка при ступенчатом входном воздействии равна нулю. Это результат можно сопоставить с соответствующим процессом в электрической  $RC$  или  $RL$ -цепи, описываемой уравнением первого порядка.

Так как  $T = \frac{F}{K}$ , быстродействие системы может быть увеличено увеличением коэффициента усиления  $K$ , т.е. за счет использования более мощного усилителя. Однако тогда заметно будет сказываться инерционность элементов системы, процессы в системе будут более сложными и описывать их придется с помощью уравнений второго, а не первого порядка.

Интересно рассмотреть как следящая система первого порядка реагирует на линейную входную функцию  $\Theta_{вх}$ .

Эта функция определяется так:

$$\Theta_{вх} = 0 \quad \text{при } t \leq 0;$$

$$\Theta_{вх} = \lambda t \quad \text{при } t > 0.$$

Она выражает возмущение на входе, характеризующееся постоянной скоростью изменения входной координаты. Вид решения, описывающего переходный процесс, очевидно не зависит от вида входной функции возмущения, поэтому и для данного случая решение дифференциального уравнения системы, соответствующее переходному процессу, будет выражаться равенством (18-7). Логично предположить, что установившееся решение, как и  $\Theta_{вх}$ , представляет линейную функцию  $\Theta_{вых}$ :

$$\Theta_{вых \cdot ст} = B_1 t + B_2. \quad (18-10)$$

Используя равенства (18-10) и  $\Theta_i = \lambda t$ , уравнение (18-4) можно привести к виду

$$B_1 T + B_1 t + B_2 = \lambda t. \quad (18-11)$$

Приравняв члены, содержащие одинаковые степени  $t$ , в разных частях тождества получим

$$B_1 = \lambda; \quad B_2 = -\lambda T.$$

Подставляя данные выражения для  $B_1$  и  $B_2$  в равенство (18-10) и используя решение, характеризующее переходный режим системы, приходим к следующему выражению для  $\Theta_{вых}$ :

$$\Theta_{вых} = C e^{-t/T} + \lambda (t - T). \quad (18-12)$$

Учитывая начальные условия ( $\Theta_0 = 0$  при  $t = 0$ ), получим  $C = \lambda T$ . Полное решение дифференциального уравнения первого порядка для случая линейной входной функции имеет вид:

$$\Theta_{вых} = \lambda (t - T + T e^{-t/T}). \quad (18-13)$$

Если бы выходная координата точно следовала за входной, то величина  $\Theta_{вых}$  равнялась бы  $\lambda t$ . В действительности же выражение (18-13) показывает, что в рассматриваемом случае имеется рассогласование между входом и выходом — ошибка, складывающаяся из экспоненциальной переходной составляющей и установившейся составляющей, причем последняя соответствует запаздыванию во времени координаты  $\Theta_{вых}$  относительно  $\Theta_{вх}$  на  $T$  сек.

На рис. 18-5 приведен график зависимости безразмерных величин  $\Theta_{\text{вых}}/\lambda T$  и  $t/T$ . Величина установившейся ошибки может быть снижена увеличением  $K$ , что приведет к уменьшению  $T$ , но при этом ранее не учитываемая инерция элементов устройства становится заметной и следящую систему необходимо теперь рассматривать как систему второго порядка.

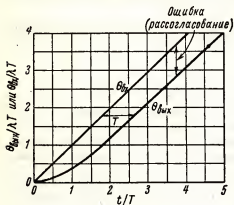


Рис. 18-5. Реакция следящей системы первого порядка на линейную входную функцию.

Важно рассмотреть частотную характеристику системы, отражающую ее поведение в установившемся режиме при синусоидальном входном сигнале. Знание этой характеристики полезно, во-первых, для вычисления реакции системы на произвольную периодическую функцию, так как последняя может быть представлена в виде ряда Фурье, и, во-вторых, для исследования устойчивости системы, работающей по замкнутому циклу.

Предположим, что входной сигнал имеет вид:

$$\Theta_{\text{вх}} = D \cos \omega t,$$

что можно также записать, как

$$\Theta_{\text{вх}} = D \operatorname{Re}(e^{j\omega t}), \quad (18-14)$$

где  $\operatorname{Re}$  — действительная часть  $e^{j\omega t}$ , или косинус  $\omega t$ .

Предположим, что установившееся значение выходной координаты имеет вид:

$$\Theta_{\text{вых.ст}} = H e^{j\omega t}. \quad (18-15)$$

$(T\omega + 1)\Theta_{\text{вых}} = \Theta_{\text{вх}}$  — исходное дифференциальное уравнение рассматриваемой системы; после подстановки в него выражения (18-15) и соответствующих преобразований получим

$$(j\omega T + 1) H e^{j\omega t} = D e^{j\omega t}; \quad (18-16)$$

физический смысл имеет только действительная часть данного выражения. Тогда

$$H = \frac{D}{j\omega T + 1}. \quad (18-17)$$

Представим  $H$  в общем виде:

$$H = \frac{D e^{-j\varphi}}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}, \quad (18-18)$$

где  $\varphi = \operatorname{arctg} \omega T$ .

Подставляя это выражение для  $H$  в (18-15) и выделяя действительную часть, получим следующее решение для установившегося состояния:

$$\Theta_{\text{вых.ст}} = \frac{D \cos(\omega t - \varphi)}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}. \quad (18-19)$$

При  $\omega T \ll 1$  отношение выходной амплитуды к входной равно практически единице, а фазовый угол близок к нулю. Когда величина  $\omega T$  становится соизмеримой с единицей, амплитуда на выходе уменьшается и появляется отставание по фазе. При  $\omega T \gg 1$  выходная амплитуда ослабляется в  $\frac{1}{\omega T}$  раз, а фазовый угол стремится к  $90^\circ$ . Если известна амплитудно-частотная характеристика системы, то с ее помощью легко может быть определена постоянная времени  $T$ . Действительно,  $\omega T = 1$  или  $T = \frac{1}{\omega}$  при значении  $\frac{\Theta_{\text{вых}}}{D}$ , равном 0,707 от величины  $\frac{\Theta_{\text{вых}}}{D}$ , соответствующей «нулевой» частоте.

Графики безразмерных величин  $\frac{\Theta_{\text{вых}}}{D}$  и  $\varphi$  приведены на рис. 18-6.

Эти частотные характеристики системы, соответствующие решению дифференциального уравнения первого порядка, подобны частотной и фазовой характеристикам  $RC$  усилителя. Для следящей системы представляет интерес диапазон частот от нуля до нескольких десятков герц.

Системы первого порядка на практике почти не встречаются. Исключение составляет несколько специальных случаев; однако рассмотрение подобных систем помогает ознакомиться с методами анализа более сложных систем автоматического регулирования. Эти методы будут развиты дальше.

Более реальной является система, описываемая дифференциальным уравнением второго порядка. При анализе такой системы, в которой учитывается инерционность ее звеньев, помимо изучения реакции на различные входные возмущения, как это было проделано для систем первого порядка, необходимо рассмотреть вопрос устойчивости.

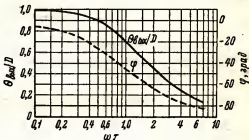


Рис. 18-6. Частотная и фазовая характеристики следящей системы первого порядка.

### 18-3. Следящие системы второго порядка

Более реальной системой по сравнению с рассмотренной является система, показанная на рис. 18-7; здесь учтена инерция звеньев устройства. Динамика данной системы описывается дифференциальным уравнением второго порядка.  $I$  — приведенный момент инерции сис-

темы, приложенный к выходному валу;  $F$  — коэффициент демпфирования; нелинейным (сухим) трением вследствие незначительности пренебрегаем. Пренебрегаем также внешним нагрузочным моментом системы. Коэффициент усиления  $K$  имеет, как и раньше, размерность  $\text{кгм на радиан}$  ( $\text{кгм/рад}$ ) угла сигнала ошибки.

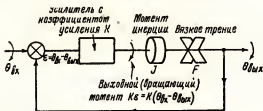


Рис. 18-7. Блок-схема следящей системы второго порядка с регулированием по положению.

Дифференциальное уравнение системы получим приравняв нулю сумму всех моментов, приложенных к выходному валу:

$$I \frac{d^2 \Theta_{\text{вых}}}{dt^2} + F \frac{d \Theta_{\text{вых}}}{dt} - K (\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}) = 0.$$

Это уравнение можно записать в виде:

$$\left( \frac{I}{K} p^2 + \frac{F}{K} p + 1 \right) \Theta_{\text{вых}} = \Theta_{\text{вх}}, \quad (18-20)$$

откуда

$$\Theta_{\text{вых}} = \frac{1}{(I/K)p^2 + (F/K)p + 1} \Theta_{\text{вх}}. \quad (18-21)$$

Пользуясь алгебраическим правилом деления на многочлен, правую часть последнего равенства можно представить в виде бесконечного ряда членов, расположенных по возрастающим степеням оператора  $p$ . Т.е.

$$\Theta_{\text{вых}} = \left[ 1 - \frac{F}{K} p + \left( \frac{F^2}{K^2} - \frac{I}{K} \right) p^2 - \dots \right] \Theta_{\text{вх}}. \quad (18-22)$$

Этой формой записи удобно пользоваться, когда анализируется установившийся режим при возмущении, являющемся алгебраической функцией времени. Например, если  $\Theta_{\text{вх}}$  — ступенчатая входная функция, то для установившегося состояния системы  $p \Theta_{\text{вх}} = p^2 \Theta_{\text{вх}} = \dots = 0$  и  $\Theta_{\text{вых}} = \Theta_{\text{вх}} = \text{const}$ . Это означает, что следящая система второго порядка имеет нулевую ошибку в установившемся режиме при ступенчатом входном воздействии.

В случае линейной входной функции  $\Theta_{\text{вх}} = \lambda t$ ; следовательно,  $p \Theta_{\text{вх}} = \lambda$ ,  $p^2 \Theta_{\text{вх}} = 0$ ,  $p^n \Theta_{\text{вх}} = 0$  при  $n > 1$ .

С помощью равенства (18-22) получаем следующее выражение для выходной координаты, соответствующее установившемуся состоянию при воздействии линейной входной функции,

$$\Theta_{\text{вых. ст}} = \left( 1 - \frac{F}{K} p \right) \Theta_{\text{вх}} = \lambda \left( t - \frac{F}{K} \right). \quad (18-23)$$



Так как входной сигнал  $\Theta_{\text{вх}} = \lambda t$ , очевидно, что выходная координата отстает от входной по времени на  $F/K$  сек. Таким образом, в рассматриваемом случае (при постоянной скорости изменения входной координаты) регулируемая переменная  $\Theta_{\text{вых}}$  обязательно содержит ошибку; величина этой ошибки должна быть такова, чтобы момент, развиваемый на выходе усилителя, мог уравновесить момент вязкого демпфирования, соответствующий установившемуся состоянию, и обеспечить нужную (постоянную) скорость вращения выходного вала. В связи с наличием запаздывания выходной координаты можно сказать, что при данной входной функции система второго порядка ведет себя в установившемся состоянии так же, как и система первого порядка.

Использование выражения (18-22) может быть далее проиллюстрировано на примере входного воздействия вида:

$$\Theta_{\text{вх}} = \lambda t^2. \quad (18-24)$$

В данном случае  $p \Theta_{\text{вх}} = 2\lambda t$ ,  $p^2 \Theta_{\text{вх}} = 2\lambda$ ,  $p^n \Theta_{\text{вх}} = 0$  для  $n > 2$ . Решение для установившегося режима записывается следующим образом:

$$\Theta_{\text{вых. ст}} = \lambda t - 2\lambda \left( \frac{F}{K} t - \frac{F^2}{K^2} + \frac{I}{K} \right). \quad (18-25)$$

Первый член в правой части (18-25) совпадает со входной функцией. Таким образом, в установившемся состоянии ускорение  $\Theta''_{\text{вых}}$  на выходе равно ускорению  $\Theta_{\text{вх}}$  на входе, но ошибка системы по положению все время увеличивается. Данное обстоятельство может быть объяснено тем, что в этом случае необходим такой сигнал ошибки, чтобы выходной вращающий момент мог скомпенсировать момент вязкого трения и преодолеть динамический момент сопротивления, возникающий при ускорении инерционной нагрузки.

#### 18-4. Переходные процессы в системе второго порядка при ступенчатом входном воздействии

Вернемся к дифференциальному уравнению системы второго порядка (18-20)

$$\left( \frac{I}{K} p^2 + \frac{F}{K} p + 1 \right) \Theta_{\text{вых}} = \Theta_{\text{вх}}. \quad (18-26)$$

Допустим, что на вход системы, изображенной на рис. 18-7, действует ступенчатая функция:

$$\Theta_{\text{вх}} = 0 \text{ при } t \leq 0,$$

$$\Theta_{\text{вх}} = A \text{ при } t > 0.$$

Было показано, что решение, соответствующее установившемуся режиму системы, таково:  $\Theta_{\text{вых. ст}} = A$ . Решение, описывающее переходный процесс, будем искать в следующем виде:

$$\Theta_{\text{вых. т}} = C e^{\gamma t},$$

где  $C$  — произвольная постоянная величина.

В результате подстановки последнего выражения в однородное дифференциальное уравнение, соответствующее (18-26), получаем так называемое характеристическое уравнение:

$$\frac{I}{K}\gamma^2 + \frac{F}{K}\gamma + 1 = 0.$$

Два корня этого уравнения имеют вид

$$\gamma_{1,2} = \frac{F}{2I} \pm \sqrt{\frac{F^2}{4I^2} - \frac{K}{I}}, \quad (18-27)$$

или

$$\gamma_{1,2} = -a \pm jb, \quad (18-28)$$

где

$$a = \frac{F}{2I}, \quad (18-29)$$

$$b = \sqrt{\frac{K}{I} - \frac{F^2}{4I^2}}, \quad (18-30)$$

причем  $a$  — величина, обратно пропорциональная постоянной времени системы.

Выражение (18-30) показывает, что  $b$  может быть или величиной действительной, равной нулю, или мнимой, что зависит от параметров системы и, в частности, от величины коэффициента усиления  $K$  и коэффициента демпфирования  $F$ .

Переходный процесс системы описывается выражением

$$\Theta_{\text{вых}} \cdot t = e^{-at} (C_1 e^{jbt} + C_2 e^{-jbt}). \quad (18-31)$$

С течением времени происходит затухание переходного процесса по экспоненциальному закону. Скорость затухания зависит от величины  $a = \frac{F}{2I}$ , прямо пропорциональной демпфированию. Критическая величина  $F$ , при которой  $b = 0$ , равняется

$$F_c = 2\sqrt{KI}.$$

Введем понятие относительного коэффициента демпфирования ( $\xi$ ), равного отношению действительного коэффициента демпфирования к величине критического демпфирования:

$$\xi = \frac{F}{2\sqrt{KI}}. \quad (18-32)$$

Если коэффициент демпфирования системы  $F$  равен нулю, решение дифференциального уравнения сводится к виду

$$\begin{aligned} \Theta_{\text{вых}} \cdot t &= C_1 e^{j\sqrt{KI}t} + C_2 e^{-j\sqrt{KI}t}; \\ \Theta_{\text{вых}} \cdot t &= D_1 \cos \sqrt{\frac{K}{I}} t + D_2 \sin \sqrt{\frac{K}{I}} t. \end{aligned} \quad (18-33)$$

Выражение (18-33) свидетельствует о том, что при данных условиях будет возникать недемпфированный колебательный процесс с собственной угловой частотой.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{I}}. \quad (18-34)$$

Нетрудно проследить, что

$$a = \xi \omega_n, \quad (18-35)$$

$$b = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}. \quad (18-36)$$

Параметры  $\xi$  и  $\omega_n$  удобно использовать в выражениях, описывающих поведение системы.

Уравнение для переходного процесса системы (18-31) может быть теперь записано в виде

$$\Theta_{\text{вых}} t = e^{-\xi \omega_n t} (C_1 e^{j \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t} + C_2 e^{-j \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t}). \quad (18-37)$$

В зависимости от соотношения между  $\xi$  и 1 возможны три следующих случая:

Случай I.  $\xi < 1$ . Как было указано выше, для установившегося состояния системы справедливо равенство  $\Theta_{\text{вых}} = \Theta_{\text{вх}} = A$ . При  $\xi < 1$  полное решение дифференциального уравнения может быть выражено на основании (18-37) следующим образом:

$$\Theta_{\text{вых}} = A + e^{-\xi \omega_n t} (D_1 \cos \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t + D_2 \sin \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t). \quad (18-38)$$

Постоянные  $D_1$  и  $D_2$  определяются из начальных условий:  $\Theta_{\text{вых}} = 0$ ,  $\rho \Theta_{\text{вых}} = 0$  при  $t = 0$ .

Произведя соответствующие подстановки в равенство (18-38) и производную от этого равенства, получим

$$D_1 = A; \quad D_2 = -\frac{A \xi}{\sqrt{1 - \xi^2}}.$$

Итак, реакция следящей системы второго порядка на ступенчатую функцию при  $\xi < 1$  может быть выражена уравнением

$$\frac{\Theta_{\text{вых}}}{A} = 1 - e^{-\xi \omega_n t} \left( \cos \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t + \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t \right). \quad (18-39)$$

Таким образом, в рассматриваемом случае имеется затухающий колебательный процесс при комплексных корнях характеристического уравнения. Систему, для которой  $\xi < 1$ , называют слабо демпфированной системой.

Случай II.  $\xi > 1$ . Оба корня уравнения (18-27) действительны, что соответствует случаю сильного демпфирования. Полное решение дифференциального уравнения системы имеет вид

$$\Theta_{\text{вых}} = A + e^{-\xi \omega_n t} (D_1 e^{\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} t} + D_2 e^{\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} t}). \quad (18-40)$$

Из равенства (18-40) и производной от этого равенства, используя начальные условия, получим

$$\frac{\Theta_{\text{вых}}}{A} = 1 - \frac{e^{-\xi\omega_n t}}{2} \left[ \left( 1 + \frac{\xi}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \right) e^{\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} t} + \left( 1 - \frac{\xi}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \right) e^{-\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} t} \right]. \quad (18-41)$$

Таким образом, при  $\xi > 1$  реакция системы на ступенчатую входную функцию выражается экспоненциальной зависимостью. Система, соответствующая  $\xi > 1$ , называется сильно демпфированной системой.

Случай III.  $\xi = 1$ . В этом случае  $b = 0$  и характеристическое уравнение имеет два равных корня. Решение, соответствующее переходному процессу системы, может быть найдено в виде

$$\Theta_{\text{вых}} t = e^{-\omega_n t} (C_1 + C_2 t). \quad (18-42)$$

Чтобы получить полное решение, к правой части этого равенства надо прибавить  $A$ . Учитывая начальные условия, имеем для случая  $\xi = 1$ :

$$\frac{\Theta_{\text{вых}}}{A} = 1 - e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n t). \quad (18-43)$$

Равенство  $\xi = 1$  является условием критического демпфирования, поскольку оно соответствует наименьшему демпфированию, при котором нет перегулирования, т.е. при котором кривая, характеризующая реакцию на ступенчатое входное воздействие, не имеет выброса. Физически случай равенства корней не реален, так как практически невозможно выполнить систему, для которой было бы все время справедливо условие точного равенства  $\xi$  единице.

В результате действия инерции и демпфирования выходная координата не может мгновенно воспроизвести изменение на входе при ступенчатом воздействии. Это наглядно показывают рассмотренные выше решения.

Характер следования  $\Theta_{\text{вых}}$  за входной координатой при ступенчатом возмущении показан на рис. 18-8, на котором изображены временные

зависимости  $\frac{\Theta_{\text{вых}}}{A}$  при различных значениях относительного коэффициента демпфирования  $\xi$ , являющегося параметром. Величины  $\xi$ , ограниченные значениями от 0,3 и до 1, обеспечивают наиболее быстрое протекание переходного процесса системы. Если допустимо наличие только небольшого выброса, то следует выбрать  $\xi = 0,7$ .

Время переходного процесса может быть уменьшено увеличением коэффициента  $\omega_n$ , в результате чего становится больше  $\omega_n$  — частота собственных колебаний недемпфированной системы. При этом придется увеличить коэффициент демпфирования  $F$ , чтобы сохранить прежние значения относительного коэффициента демпфирования  $\xi$ , что связано с возрастанием потерь энергии. Повышение быстродействия системы за счет увеличения  $K$  ограничено наличием люфта в зубчатых передачах и другими факторами, создающими временную задержку.

Сопряженные комплексные корни характеристического уравнения, как было показано выше, соответствуют колебательному процессу в следящей системе. Однако данный процесс является затухающим, если только действительная часть корней отрицательна. Таким образом, анализ устойчивости систем заключается в том, что производится проверка, есть ли среди корней характеристического уравнения такие, которые имеют положительную действительную часть.

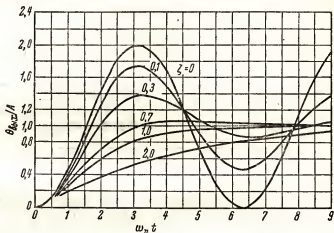


Рис. 18-8. Реакция системы второго порядка на ступенчатую функцию.

При рассмотрении выражения (18-23) был сделан вывод, что в случае линейной входной функции установившаяся ошибка системы соответствует запаздыванию выходной координаты на  $\frac{F}{K}$  сек. Если именно такое входное воздействие является наиболее вероятным, то в целях уменьшения установившейся ошибки следует уменьшить  $\xi$ , хотя при этом и будут происходить большие выбросы выходного параметра.

Таким образом, к выбору степени демпфирования системы надо подходить разумно, с учетом вида входного возмущения.

### 18-5. Следящая система со скоростной обратной связью

В рассматриваемой выше следящей системе на вход усилительного устройства воздействовал сигнал ошибки  $\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}$ , равный рас-согласованию положения валов. Такая система называется системой с управлением по положению.

Эффективность данного управления, как было показано, зависит в большой степени от значения величины коэффициента демпфирования, при выборе которого необходимо учитывать ряд факторов. Переходный процесс системы можно улучшить, если увеличить коэффициент уси-

ления системы  $K$ ; это потребует соответствующего увеличения демпфирования, что связано с дополнительной потерей энергии.

При исследовании большого числа реальных следящих систем установлено, что собственное вязкое трение звеньев системы (механизмов, зубчатых передач и т.п.) таково, что в целом для системы  $\xi < 0,3$ . Чтобы характеристика переходного процесса была удовлетворительной, необходимо увеличить коэффициент демпфирования, но при этом

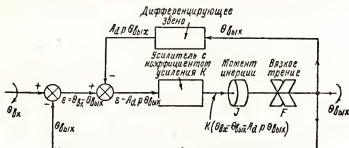


Рис. 18-9. Блок-схема следящей системы со скоростью обратной связью.

будет рассеиваться большая часть выходной энергии двигателя или другого исполнительного устройства. Наиболее приемлемым методом коррекции характеристик системы является введение дополнительной цепи скорости обратной связи.

Такая следящая система показана на рис. 18-9; на вход данной системы в качестве сигнала обратной связи подается не выходная координата  $\theta_{вых}$ , а ее производная  $p\theta_{вых}$ . Другими словами, в этом случае из сигнала ошибки вычитается величина, пропорциональная скорости изменения выходной координаты  $\theta_{вых}$ . Подобная скоростная обратная связь может быть реализована с помощью тахогенератора, ротор которого связан с выходным валом двигателя или с помощью электрического дифференцирующего контура, если величина  $\theta_{вых}$  может быть представлена в виде напряжения.

Демпфирующий момент пропорционален скорости на выходе; момент на выходе усилителя, приходящийся на долю сигнала скоростной обратной связи, также пропорционален скорости. Таким образом, введение скоростной обратной связи позволяет увеличить или уменьшить общий эффективный демпфирующий момент системы.

Если  $A_d = p\theta_{вых}$  — сигнал скоростной обратной связи ( $A_d$  — постоянная, имеющая размерность времени), то дифференциальное уравнение следящей системы, изображенной на рис. 18-9, может быть получено приравниванием нулю суммы всех моментов, действующих на выходном валу системы;

$$Ip^2\theta_{вых} + Fp\theta_{вых} - K(\theta_{вх} - \theta_{вых} - A_dp\theta_{вых}) = 0.$$

Это уравнение можно представить в следующем виде:

$$[Ip^2 + (F + KA_d)p + K]\theta_{вых} = K\theta_{вх}. \quad (18-44)$$

Заметим, что коэффициент при  $p\Theta_{\text{вых}}$  равен  $F + KA_d$ , величина  $F + KA_d$  является эффективным коэффициентом демпфирования, учитывающим действие скоростной обратной связи. В рассматриваемом случае увеличение демпфирования системы за счет члена  $KA_d$  не приводит к дополнительному рассеиванию энергии.

На основании равенства (18-32) относительный коэффициент демпфирования может быть выражен соотношением

$$\xi = \frac{F + KA_d}{2 \sqrt{KI}}. \quad (18-45)$$

Итак, введение дополнительной скоростной обратной связи позволяет получить любое требуемое демпфирование в линейной системе второго порядка.

Собственный коэффициент демпфирования  $F$  в системе может быть очень малым, однако величина  $\xi$  может быть достаточно велика для того, чтобы обеспечить незначительный выброс характеристики переходного процесса при внезапном изменении входной координаты. Установившееся значение ошибки системы при линейном входном воздействии, или при входном сигнале, изменяющемся с постоянной скоростью соответствует запаздыванию на  $\frac{F}{K}$  сек.\* При уменьшении  $F$  значение ошибки снижается; в этом случае, используя демпфирующее действие скоростной обратной связи (коэффициент  $KA_d$ ), можно получить и необходимую характеристику переходного процесса при ступенчатом входном воздействии.

## 18-6. Регулирование с использованием обратной связи по скорости рассогласования

Другим методом, позволяющим изменять степень эффективного демпфирования, является регулирование с использованием скорости

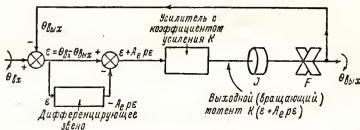


Рис. 18-10. Блок-схема следящей системы с использованием обратной связи скорости рассогласования.

рассогласования (см. рис. 18-10). В системе, осуществляющей такое регулирование, как обычно, выходная координата сопоставляется с

\* Это утверждение справедливо только для систем с фильтром верхних частот, в цепи скоростной обратной связи (см., например, рис. 18-25 и 18-26). — Прим. пер.

входной. Сигнал ошибки дифференцируется, и величина, полученная в результате дифференцирования, подается на вход усилителя вместе с самим сигналом ошибки.

Просуммировав моменты на выходном валу, получим

$$Ip^2 \Theta_{\text{вых}} Fp \Theta_{\text{вых}} - K(\varepsilon + A_e p \varepsilon) = 0; \quad (18-46)$$

так как

$$\varepsilon = \Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}},$$

то

$$[Ip^2 + (F + KA_e)p + K] \Theta_{\text{вых}} = (1 - A_e p) K \Theta_{\text{вх}}. \quad (18-47)$$

Тогда эффективный относительный коэффициент демпфирования системы:

$$\xi = \frac{F + KA_e}{2\sqrt{KI}}. \quad (18-48)$$

Варьируя величину коэффициента скорости рассогласования  $A_e$ , можно получить любой желаемый относительный коэффициент демпфирования.

Как было показано для системы регулирования со скоростью обратной связью, данное обстоятельство позволяет уменьшить  $F$  до любой малой величины. Тем самым можно свести к минимуму установившуюся ошибку при линейном входном возмущении, имея хорошую характеристику переходного процесса при ступенчатом воздействии — это обеспечивается правильным выбором степени демпфирования системы.

Так как правые части уравнений (18-44) и (18-47) различны, то будут разными и характеристики переходного процесса при ступенчатом возмущении, соответствующие указанным двум дифференциальным уравнениям. Члену  $A_e p \Theta_{\text{вх}}$  должен соответствовать импульс бесконечно большой величины в момент появления ступенчатого возмущения. Реальные системы этого не обеспечивают, поскольку дифференцирующее звено не может быть идеальным. Величина эф-

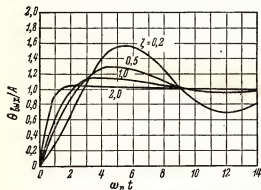


Рис. 18-11. Реакция на ступенчатую функцию следящей системы с использованием обратной связи по скорости рассогласования.

фективного относительного коэффициента демпфирования, полученная при теоретическом анализе системы, всегда будет несколько завышена. Сказанное иллюстрируют характеристики переходного процесса (рис. 18-11) при ступенчатом входном возмущении  $\Theta_{\text{вх}} = A$ .



Все кривые, приведенные на этом рисунке, имеют выброс, независимо от величины эффективного относительного коэффициента демпфирования  $\xi$ .

### 18-7. Интегральное управление

Интересно рассмотреть широко используемые на практике следящие системы с интегральным управлением. Характерным для данных систем является то, что на входе усилителя сигнал ошибки суммируется с сигналом, пропорциональным интегралу от рассогласования. Системы такого типа, используемые при управлении непрерывными процессами в промышленности, называются системами с возвращением на нуль\*.

На рис. 18-12 показана блок-схема следящей системы с интегральным управлением. Предполагается, что на выходном валу действует нагрузочный противодействующий момент  $T_L$ . Приравняем нулю сумму всех моментов, приложенных к выходному валу:

$$Ip^2\Theta_{\text{вых}} + Fp\Theta_{\text{вых}} - K(\varepsilon + A_i \int \varepsilon dt) + T_L = 0.$$

Решим это дифференциальное уравнение относительно ошибки  $\varepsilon$ .

Прибавив к обеим частям уравнения выражение  $-Ip^2\Theta_{\text{вых}} - Fp\Theta_{\text{вых}}$ , получим

$$\left( Ip^2 + Fp + K + \frac{KA_i}{p} \right) \varepsilon = T_L + (Ip^2 + Fp) \Theta_{\text{вых}}. \quad (18-49)$$

Выражение (18-49) является дифференциальным уравнением третьего порядка; его характеристическое уравнение имеет три корня, причем по меньшей мере один или же все три корня должны быть

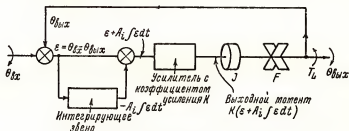


Рис. 18-12. Блок-схема следящей системы с интегральным управлением.

действительными, так как комплексные корни всегда являются сопряженными.

Особый интерес представляет изучение установившегося состояния системы при ступенчатом и линейном входных воздействиях. Этот

\* В отечественной литературе такие системы называются астатическими регуляторами. — Прим. пер.

анализ можно провести следующим образом. Воспользуемся выражением

$$\epsilon = \frac{T_L + (Ip^2 + Fp)\Theta_{\text{вх}}}{Ip^2 + Fp + K + KA_i/p} \quad (18-50)$$

Разделив числитель на знаменатель, получим

$$\epsilon = \left[ \frac{F}{KA_i} p^2 + \left( \frac{I}{KA_i} - \frac{F}{KA_i^2} p^3 + \dots \right) \right] \Theta_{\text{вх}} + \left[ \frac{1}{KA_i} - \frac{1}{KA_i^2} p^2 + \dots \right] T_L \quad (18-51)$$

Из равенства (18-51) следует, что при входной функции ступенчатого  $\Theta_{\text{вх}} = A$  или линейного  $\Theta_{\text{вх}} = \lambda t$  характера установившаяся ошибка системы с интегральным управлением будет равна нулю, так как в этом выражении вторая производная от  $\Theta_{\text{вх}}$  является производной низшего порядка.

Из (18-51) также ясно, что если нагрузочный момент  $T_L$  величина постоянная, то наличие нагрузки не вносит рассогласования  $\epsilon$ . Реакция типичной следящей системы с интегральным управлением на ступенчатое входное воздействие показана на рис. 18-13.

На практике интегральное управление, обеспечивающее равенство нулю установившейся ошибки, используется часто в комбинации с одним из рассмотренных выше методов, позволяющих улучшением демпфирующих свойств системы получить удовлетворительную харак-

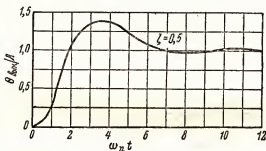


Рис. 18-13. Реакция на ступенчатую функцию следящей системы с интегральным управлением,  $\frac{Ai}{\omega_n} = 0,2$ .

теристику переходного процесса, т.е. в комбинации со скоростной обратной связью, или способом, характеризующимся использованием скорости рассогласования.

### 18-8. Регулятор температуры с интегральным управлением

Эффект, получающийся при введении интегрального управления, может быть проиллюстрирован на примере регулятора температуры (рис. 18-14). Горючее, с помощью которого осуществляется нагрев

жидкости в сосуде, поступает в горелку через регулирующий клапан. Количество тепла, подводимое к сосуду, пропорционально сигналу ошибки.

Подобные системы называются системами пропорционального регулирования. В идеальном случае рассматриваемая система должна характеризоваться постоянством параметров топлива и линейной зависимостью между расходом горючего и положением клапана.

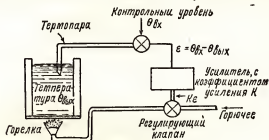


Рис. 18-14. Регулятор температуры.

Выходную величину  $\Theta_{\text{вых}}$  и входную  $\Theta_{\text{вх}}$  следует рассматривать как фактическую или желаемую температуру. Тепло, выделяющееся за единицу времени при сжигании топлива, расходуется, во-первых, на нагрев жидкости, т.е. на повышение ее температуры (накапливаемое при этом в жидкости тепло равно  $Sd\Theta_{\text{вых}} dt$ ), и, во-вторых, на компенсацию тепловых потерь, величина которых пропорциональна разности между температурой сосуда и температурой окружающей среды  $\Theta_e$ . Уравнение теплового баланса системы имеет вид

$$K(\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}) = Sp\Theta_{\text{вых}} + \lambda(\Theta_{\text{вых}} - \Theta_e), \quad (18-52)$$

где  $\Theta_e$  — угловая координата ошибки.

Если  $K\lambda = B$ , то

$$\frac{S/\lambda}{1+B} p\Theta_{\text{вых}} + \Theta_{\text{вых}} = \frac{B}{1+B} \Theta_{\text{вх}} + \frac{1}{1+B} \Theta_e. \quad (18-53)$$

Уравнение (18-53) по виду напоминает уравнение (18-4) для системы первого порядка. Характеристика переходного процесса, описываемого уравнением (18-52), является экспоненциальной функцией (см. рис. 18-4) с постоянной времени, равной

$$(S/\lambda)/(1+B).$$

Для установившегося состояния, когда  $\Theta_{\text{вх}}$  и  $\Theta_{\text{вых}}$  являются постоянными величинами, а  $p\Theta_{\text{вых}} = 0$ , температура жидкости равна

$$\Theta_{\text{вых}} \cdot \text{ст} = \frac{B}{1+B} \Theta_{\text{вх}} + \frac{1}{1+B} \Theta_e. \quad (18-54)$$

Некоторая разница между  $\Theta_{\text{вых}}$  и  $\Theta_{\text{вх}}$  может быть учтена при калибровке шкалы, по которой устанавливается  $\Theta_{\text{вх}}$ , при условии,

что величина  $B = \frac{K}{\lambda}$  остается неизменной. Любое изменение  $K$  (количество подводимого к сосуду тепла, приходящегося на единицу температурной ошибки) будет вызывать уход уровня температуры на выходе. На величину  $\Theta_{\text{вых}}$  будет также несколько влиять изменение температуры окружающей среды, хотя данный эффект ослаблен за счет коэффициента  $\frac{1}{1+B}$ . Если попытаться свести это влияние к минимуму повышением  $K$ , станут проявляться новые, динамические факторы, регулятор придется рассматривать как систему второго порядка.

Для того чтобы устранить установившуюся ошибку и избавиться от влияния изменений  $K$ ,  $\lambda$  или  $\Theta_e$  на  $\Theta_{\text{вых.ст}}$ , можно усложнить систему, введя интегральное управление, или астатическое регулирование.

Положение регулирующего клапана и выделяющееся тепло будут теперь связаны соотношением

$$H_{\text{вх}} = K(\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}) + K_1 \int (\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}) dt.$$

Подставляя это выражение в левую часть уравнения (18-52) и дифференцируя обе части его, чтобы избавиться от интеграла, получим

$$\left( \frac{S}{\lambda B_1} p^2 + \frac{1+B}{B_1} p + 1 \right) \Theta_{\text{вых}} = \left( \frac{B}{B_1} p + 1 \right) \Theta_{\text{вх}} + \frac{p}{B} \Theta_e, \quad (18-55)$$

где  $B_1 = K/\lambda$ .

Соотношение (18-55) имеет такой же вид, как уравнение (18-47) для системы второго порядка с использованием регулирования по скорости рассогласования. Следовательно, поведение рассматриваемого регулятора будет описываться уже известными выражениями, причем

$$\xi = \frac{\lambda + K}{2\sqrt{KK_1S}}. \quad (18-56)$$

Установившаяся ошибка будет равна нулю, и  $\Theta_{\text{вых.ст}}$  не будет зависеть от изменения параметров  $K$  и  $\lambda$ . Влияние изменений окружающей среды на регулируемую температуру будет сказываться только при переходных процессах, установившийся уровень рабочей температуры будет все время одинаков. Таким образом, введение интегрального управления существенно улучшает характеристики системы. Особенно существенно, что это позволяет избавиться от дрейфа регулируемой величины в установившемся режиме, обусловленном изменениями параметров окружающей среды.

### 18-9. Реакция системы второго порядка на синусоидальное входное воздействие (частотные характеристики)

Поведение системы второго порядка с дополнительной скоростной обратной связью (см. рис. 18-15), как уже отмечалось, описывается уравнением

$$[Ip^2 + (F + KA_d)p + K] \Theta_{\text{вых}} = K \Theta_{\text{вх}}. \quad (18-57)$$

Собственная частота недемпфированных колебаний системы второго порядка определяется выражением (18-34)

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{I}},$$

а относительный коэффициент демпфирования для данной системы находится с помощью (18-45):

$$\xi = \frac{F + K A_d}{2 \sqrt{KI}}.$$

Подставляя  $\omega_n$  и  $\xi$  в уравнение (18-57), получаем

$$\left( \frac{1}{\omega_n^2} p^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} p + 1 \right) \Theta_{\text{вых}} = \Theta_{\text{вх}}. \quad (18-58)$$

Соотношение между входной и выходной координатами системы в установившемся состоянии при синусоидальном входном воздействии ( $\Theta_1 = A_1 \cos \omega t = A_1 \operatorname{Re} e^{j\omega t}$ ) может быть найдено обычным образом в предположении, что  $\Theta_{\text{вых}} = A_2 \operatorname{Re} e^{j(\omega t + \varphi)}$ .

$$\frac{\Theta_{\text{вых}}}{\Theta_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 - (\omega/\omega_n)^2 + j2\xi\omega/\omega_n} = Y(j\omega) = M e^{j\varphi}, \quad (18-59)$$

где  $M$  — модуль передаточной функции замкнутой системы  $Y(j\omega)$ ;  $\varphi$  — фазовый угол.

Из выражения (18-59)

$$M = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2/\omega_n^2)^2 + (2\xi\omega/\omega_n)^2}}; \quad (18-60)$$

$$\varphi = -\arctg \frac{2\xi\omega/\omega_n}{1 - \omega^2/\omega_n^2}. \quad (18-61)$$

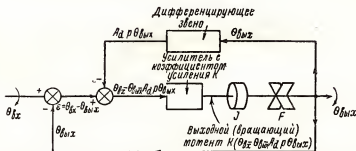


Рис. 18-15. Следящая система второго порядка с регулированием по положению и с использованием скоростной обратной связи.

Анализ функции  $Y(j\omega)$  удобно провести с помощью графического изображения  $M$  и  $\varphi$  как функций  $\frac{\omega}{\omega_n}$  и  $\xi$ . Соответствующие кривые показаны на рис. 18-16 и рис. 18-17.

Из рис. 18-16 видно, что при  $\frac{\omega}{\omega_n} \approx 1$  имеется резонансный эффект. Рассматриваемые кривые (рис. 18-16 и рис. 18-17) напоминают графики, приведенные на рис. 5-18, относящиеся к широкополосному

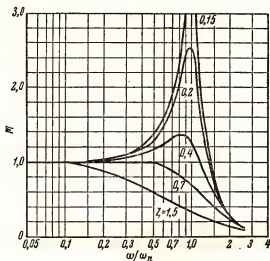


Рис. 18-16. Модуль функции  $\bar{Y}(j\omega)$ .

ламповому усилителю с коррекцией. Это вполне закономерно, поскольку усилитель с коррекцией и анализируемая система описываются аналогичными дифференциальными уравнениями второго порядка.

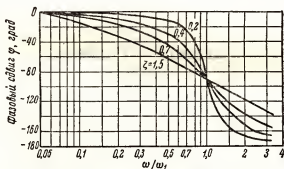


Рис. 18-17. Угол фазового сдвига для системы второго порядка.

Резонансный пик соответствует минимуму знаменателя в выражении (18-60). Взяв производную по  $\omega$  от знаменателя и приравняв ее нулю, получим

$$\omega_\beta = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}, \quad (18-62)$$

где  $\omega_p$  — частота, при которой величина  $M$  достигает максимума.

Следует отметить, что при  $\xi > 0,707$  максимума нет, т.е. выброс на кривой отсутствует. Подставляя  $\omega = \omega_p$  в выражение (18-60), имеем

$$M_p = \frac{1}{2\xi \sqrt{1 - \xi^2}}, \quad (18-63)$$

где  $M_p$  — максимальное значение модуля функции  $Y(j\omega)$ .

Из рис. 18-7 видно, что фазовый угол равен  $90^\circ$  при  $\frac{\omega_p}{\omega} = 1$  для всех значений  $\xi$  и стремится к  $180^\circ$  при больших значениях  $\frac{\omega_p}{\omega}$ .

### 18-10. Анализ регулирующих систем с помощью передаточных функций

Рассмотрение каждой из систем, разобранных выше, проводилось в общем виде с применением величин и обозначений, свойственных данному типу устройств. При этом, однако, использовалось понятие идеального усилителя с коэффициентом усиления  $K$ . Кроме анализа системы на основе идеализированной характеристики, не были указаны никакие иные методы анализа взаимодействия усилителя (с моментом в качестве выходной величины) как одного из звеньев системы с другими звеньями.

Существует метод, который позволяет проводить анализ в более общем виде. Этот метод заключается в использовании передаточных функций — операторных выражений, с помощью которых описывается влияние каждого звена (или группы звеньев) системы на поведение всей следящей системы. Передаточная функция системы (или данного звена) представляет собой записанное в операторном виде выражение для отношения выходной координаты системы (или данного звена) к координате на входе системы (или звена). Если

$A(p)$  — выходная координата;

$B(p)$  — входная координата,

$$\text{то} \quad \frac{A(p)}{B(p)} = Y(p)^*,$$

где  $Y(p)$  — передаточная функция.

Для усилителя передаточной функцией будет являться коэффициент усиления, выраженный в операторной форме.

*Пример.* Для системы, показанной на рис. 18-10, выходной момент усилителя

$$T_{\text{вых}} = K(\varepsilon + A_e p \varepsilon) = K(1 - A_e p) \varepsilon. \quad (18-64)$$

\* При использовании преобразования Лапласа операторное выражение  $Y(s)$  будет функцией  $s$  соответственно концепции комплексной частоты (см. гл. 7). — *Прим. авт.*

Коэффициент усиления данного усилителя, выражающий момент, приходящийся на радиан ошибки, будет равен:

$$\frac{T_{\text{вых}}}{\epsilon} = K(1 + A_{\epsilon} p) = Y_1(p), \quad (18-65)$$

где  $Y_1(p)$  — передаточная функция усилителя при условии, что дифференцирующее звено рассматривается как его составная часть.

Рассмотрим звено, в которое входят элементы, учитывающие инерцию  $I$  и демпфирование  $F$ . Это звено может быть описано передаточной функцией. Входным параметром для звена является крутящий момент  $T_{\text{вых}}$ , выходным угол  $\Theta_{\text{вых}}$ . Уравнение динамики, устанавливающее соотношение между  $I$  и  $F$ , получается из уравнения (18-46):

$$(I_p^2 + F_p) \Theta_{\text{вых}} = T_{\text{вых}},$$

откуда

$$\frac{\Theta_{\text{вых}}}{T_{\text{вых}}} = \frac{1}{I_p^2 + F_p} = \frac{1/F}{p(I/F_p + 1)} = Y_2(p). \quad (18-66)$$

Таким образом,  $Y_2(p)$  — передаточная функция звена рассматриваемой системы, учитывающего выходной момент инерции и вязкое демпфирование.

Теперь, используя передаточные функции  $Y_1$  и  $Y_2$ , можно преобразовать блок-схему, приведенную на рис. 18-10, в эквивалентную схему, показанную на рис. 18-18, а.

Использование метода передаточных функций, может быть проиллюстрировано еще следующим образом. Усилителю системы с интегральным управлением (рис. 18-12) соответствует следующая передаточная функция (с учетом интегрирующего звена):

$$Y_1 = \frac{T_{\text{вых}}}{\epsilon} = K(1 + A_{\text{вх}} p^2 - 1). \quad (18-67)$$

За усилителем следует звено, включающее инерционный и демпфирующий элементы; оно описывается передаточной функцией  $Y_2$  (18-66). Нетрудно видеть, что система с интегральным управлением может быть изображена с помощью все той же эквивалентной схемы, показанной на рис. 18-18, а. Эта эквивалентная схема при надлежащем определении функции  $Y_1$  в одинаковой степени относится к простым системам с обратной связью по положению, к системам регулирования с использованием скорости рассогласования и к системам с интегральным управлением.

Если цепь главной обратной связи системы (см. рис. 18-18, а) разорвать, получим разомкнутую систему. Выходным параметром ее будет координата  $\Theta_{\text{вых}}$ ; на входе системы будет действовать сигнал  $\epsilon$ , который в данном случае нельзя рассматривать как разность  $\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}$ . Из определения передаточной функции, применительно к системе, изображенной на рис. 18-18, следует

$$\Theta_{\text{вых}} = Y_2 T_{\text{вых}} = Y_1 Y_2 \epsilon = Y_0 \epsilon. \quad (18-68)$$



Из этого равенства можно найти, что

$$Y_0(p) = Y_1 Y_2 = \frac{\Theta_{\text{вых}}}{\epsilon}, \quad (18-69)$$

$Y_0(p)$  — передаточная функция разомкнутой следящей системы, или передаточная функция системы с разомкнутой цепью обратной связи.

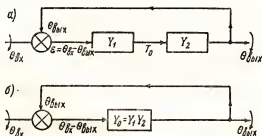


Рис. 18-18. Блок-схемы следящей системы.

Учитывая уравнение  $Y(p)$  (18-69), структурную схему любой системы регулирования с одной петлей обратной связи можно представить в более простом виде, как это показано на рис. 18-18, б.

При замыкании цепи обратной связи имеем

$$\epsilon = \Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}},$$

тогда

$$\Theta_{\text{вых}} = Y_0 \epsilon = Y_0 (\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}),$$

откуда

$$\Theta_{\text{вых}} = \frac{Y_0}{1 + Y_0} \Theta_{\text{вх}}. \quad (18-70)$$

Итак, передаточная функция следящей системы с одной петлей обратной связи (одноконтурной системы) выражается через  $Y$  следующим образом:

$$\frac{\Theta_{\text{вых}}}{\Theta_{\text{вх}}} = \frac{Y_0}{1 + Y_0}.$$

### 18-11. Передаточная функция многоконтурной системы

Следящая система часто включает в себя большое число звеньев, каждое из которых характеризуется своей передаточной функцией. Для обеспечения устойчивости могут быть введены дополнительные обратные связи, охватывающие несколько звеньев системы или всю систему в целом. Вариант такой многоконтурной системы показан на рис. 18-19, где каждому звену соответствует своя передаточная функция.

После прохождения сигнала через первое звено системы, имеем

$$\begin{aligned} T_1 &= Y_1 \epsilon = Y (\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}); \\ T_2 &= Y_1 (\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}) - Y_4 \Theta_{\text{вх}}. \end{aligned} \quad (18-71)$$

Здесь  $T_2$  — входная координата для двух последних звеньев. Тогда

$$T_3 = Y_2 [Y_1 (\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}) - Y_4 \Theta_0]$$

и

$$\Theta_{\text{вых}} = Y_2 Y_3 [Y_1 \Theta_{\text{вх}} - (Y_1 + Y_4) \Theta_{\text{вых}}]. \quad (18-72)$$

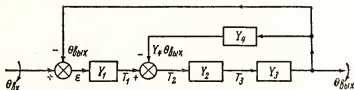


Рис. 18-19. Многоконтурная следящая система.

Система в целом описывается следующей передаточной функцией:

$$\frac{\Theta_{\text{вх}}}{\Theta_{\text{вых}}} = \frac{Y_1 Y_2 Y_3}{1 + Y_1 Y_2 Y_3 + Y_2 Y_3 Y_4}. \quad (18-73)$$

Любые многоконтурные системы могут быть проанализированы подобным образом путем последовательных преобразований.

## 18-12. Передаточные функции некоторых электрических цепей

Так как при анализе систем очень важно знать их передаточные функции, полезно вывести передаточные функции для часто используемых электрических цепей и отдельных элементов системы. К таким цепям относятся дифференцирующая и интегрирующая электрические цепи, рассмотренные в главе 9.

Из рис. 18-20, б имеем

$$Ri + \frac{1}{C} \int_0^t idt = u_{\text{вх}}. \quad (18-74)$$

Введя оператор  $p = \frac{d}{dt}$  и заметив, что  $u_{\text{вых}} = Ri$ , получим

$$u_{\text{вых}} = \frac{RCp}{1 + RCp} u_{\text{вх}}.$$

Отсюда передаточная функция дифференцирующей цепи (рис. 18-20, б) будет иметь вид

$$Y(p) = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{RCp}{1 + RCp}. \quad (18-75)$$

При  $RCp \ll 1$  цепь ведет себя как дифференцирующее звено с передаточной функцией  $RCp$ . Дифференцирующую цепь можно назвать фазопережающим звеном. Это объясняется характером поведения цепи в установившемся режиме при синусоидальном воздей-

ствии. Учитывая, что в этом случае  $p = j\omega$ , и введя обозначение  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ , получим:

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{\omega/\omega_0}{\sqrt{1 + \omega^2/\omega_0^2}}, \quad (18-76)$$

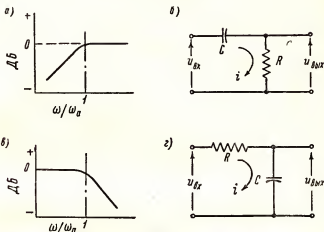


Рис. 18-20. Дифференцирующая, или фазопережающая, цепь (а, б). Интегрирующая, или фазозапаздывающая, цепь (в, г).

причем фазовый угол

$$\varphi_a = \arctg \frac{1}{\omega/\omega_0}. \quad (18-77)$$

Таким образом,  $u_{\text{вых}}$  опережает по фазе  $u_{\text{вх}}$  на угол  $\varphi_a$ . Для интегрирующей цепи (рис. 18-20, г) опять имеем

$$R_1 + \frac{1}{C} \int_0^t idt = u_{\text{вх}},$$

но

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{1 + RCp} u_{\text{вх}}, \quad (18-78)$$

а передаточная функция интегрирующей цепи

$$Y(p) = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + RCp}. \quad (18-79)$$

При  $RCp \gg 1$  цепь действует как интегрирующее звено, имеющее передаточную функцию  $\frac{1}{RCp}$ . Такое звено можно назвать фазо-

запаздывающим звеном. При синусоидальном воздействии  $p = j\omega$  и

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2/\omega_b^2}}, \quad (18-80)$$

$$\varphi_b = -\arctg \frac{\omega}{\omega_b}, \quad (18-81)$$

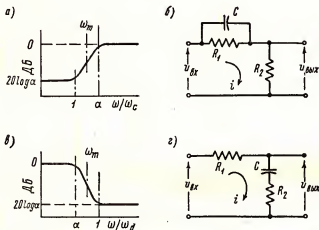


Рис. 18-21. Дифференцирующая цепь (а,б). Интегрирующая цепь (в,г).

где

$$\omega_b = \frac{1}{RC}.$$

Следовательно,  $u_{\text{вых}}$  отстает по фазе от  $u_{\text{вх}}$  на угол  $\varphi_b$ .

Две другие цепи, которые могут быть использованы в качестве дифференцирующего и интегрирующего звеньев, показаны на рис. 18-21. Эти цепи уже были рассмотрены в разделе 5-4 как элементы схемы, позволяющие изменять фазу и амплитуду сигнала в определенном частотном диапазоне. Используя соответствующие формулы раздела 5-4 и заменяя в них  $j\omega$  на  $p$ , передаточную функцию цепи (рис. 18-21, б) можно представить в виде

$$Y(p) = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \alpha \frac{1 + R_1 C p}{1 + \alpha R_1 C p}, \quad (18-82)$$

где

$$\alpha = -\frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Цепь действует как фазопережающее звено; частотная характеристика цепи показана на рис. 18-21, а, где  $\omega_c = \frac{1}{RC}$ , а частота, соответствующая максимальному фазовому сдвигу,

$$\omega_m = \frac{\omega_c}{\sqrt{2}}.$$

Передаточная функция цепи, показанной на рис. 18-21, з, может быть выражена уравнением

$$Y(p) = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{1 + R_2 C p}{1 + R_2 C p / \alpha}, \quad (18-83)$$

где

$$\alpha = R_2 / (R_1 + R_2).$$

Цепь действует как фазозапаздывающее звено и имеет частотную характеристику, показанную на рис. 18-21, в, где  $\omega_d = \frac{1}{R_2 C}$ , а частота, соответствующая максимальному фазовому сдвигу,

$$\omega_m = \omega_d \sqrt{2}.$$

Обычно в следящих системах используется дифференцирующее звено (рис. 18-21, б), так как передаточная функция цепи, показанной на рис. 18-20, б, обращается в нуль при  $\omega = 0$ , а это приводит к появлению установившейся ошибки. При использовании цепей, изображенных на рис. 18-21, подбирая соответствующим образом элементы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $C$ , можно получить любой фазовый угол максимального опережения или запаздывания.

### 18-13. Передаточные функции некоторых типовых элементов

Двигатель постоянного тока с независимым возбуждением часто используется в качестве устройства следящей системы, создающего выходной крутящий момент. В этом случае переходная характеристика двигателя должна быть включена в переходную характеристику усилителя системы. Момент инерции и демпфирование двигателя следует отнести к нагрузочным элементам, которые здесь составляют часть общей нагрузки.

Уравнение двигателя, изображенного на рис. 18-22, имеет вид

$$u_{\text{вх}} = R_a i + C_n p \Theta_{\text{вых}}, \quad (18-84)$$

где  $R_a$  — сопротивление цепи якоря;

$C_n$  — постоянная данного двигателя в вольтах на радиан в сек.

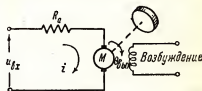


Рис. 18-22. Схема двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Вращающий выходной момент двигателя пропорционален току. Этот момент равен:

$$C_{\tau} i = I p^2 \Theta_{\text{вых}}, \quad (18-85)$$

где  $C_{\tau}$  — момент, приходящийся на ампер тока в цепи якоря.

Момент инерции якоря двигателя складывается с моментом инерции нагрузки; демпфирующим эффектом, обусловленным собственно

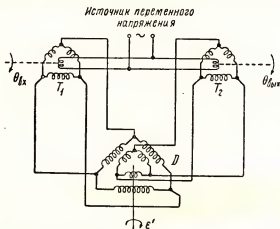


Рис. 18-23. Схема дифференциального сельсина.

вязким трением, можно пренебречь, поскольку он мал для двигателей такого типа. Преобразуя равенство (18-84) с учетом (18-85), получаем

$$Y = \frac{\Theta_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{1/C_n}{p \left( \frac{R_a I}{C_{\tau} C_n} p + 1 \right)} = \frac{1/C_n}{p (T_m p + 1)}. \quad (18-86)$$

Выражение (18-86) совпадает по форме с равенством (18-66), относящимся к системе с инерционными и демпфирующим элементами. Эффект демпфирования в рассмотренном случае обусловлен действием противо-з.д.с. якоря.

Большинство двухфазных двигателей переменного тока имеет передаточную функцию такого же вида.

Часто обратная связь по положению осуществляется с помощью сельсинов; для вычитания выходной координаты из входной используется дифференциальный сельсин (рис. 18-23). Входной и выходной сельсины имеют однофазную обмотку на роторе и трехфазную обмотку на статоре. Величины напряжений, индуцируемых в фазовых обмотках их статоров, отражают соответствующие угловые положения роторов. Напряжения со статорных обмоток сельсина, связанного со входным валом, подаются на статорные обмотки дифференциального сельсина; к трем фазовым обмоткам ротора дифференциального сельсина подклю-

чены статорные обмотки выходного сельсина. Если пренебречь нагрузочным моментом, можно считать, что угол поворота ротора дифференциального сельсина равен ошибке ( $\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}$ ).

Передаточная функция для всей рассмотренной синхродифференциальной системы может быть записана так:

$$\frac{\epsilon}{\epsilon'} = \frac{1}{p^2/\omega_n + (2\xi/\omega_n)p + 1}, \quad (18-87)$$

где  $\epsilon$  — истинная ошибка  $\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}$ ;

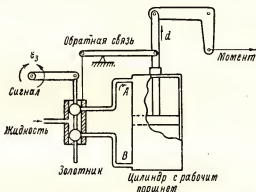


Рис. 18-24. Гидравлический, или пневматический, привод (усилитель момента).

$\epsilon'$  — действительное выходное показание дифференциального сельсина.

Обычно, чтобы избежать чрезмерного перегулирования, бывает необходимо дополнительное демпфирование.

Гидравлический усилитель момента (рис. 18-24) имеет преимущества по сравнению с электрическим двигателем, так как первый обеспечивает перекрытие более широкого диапазона скоростей и более высокое отношение выходного момента к величине, характеризующей инерцию системы. Под влиянием входного сигнала даже при очень небольшом перемещении золотника шаровые поршни смещаются с нейтрального положения, и жидкость начинает поступать в камеру А или В цилиндра, в котором движется рабочий поршень. При движении поршня обратной связи корпус золотника также перемещается, в результате чего золотник снова оказывается в нейтральном положении. Таким образом, действие входного сигнала вызывает вполне определенное перемещение рабочего поршня. Скорость его движения тем больше, чем больше возмущающее перемещение  $\epsilon_z$ .

Было найдено, что передаточная функция такого устройства имеет вид

$$\frac{\epsilon_z}{d} = \frac{K}{p(T_{\text{вых}}p + 1)}, \quad (18-88)$$

где  $d$  — перемещение поршня;

$K$  — коэффициент усиления;

$T_{\text{вых}}$  — величина, играющая роль постоянной времени усилителя мощности.

Равенство (18-88) похоже по виду на выражение (18-86), относящееся к двигателю постоянного тока.

#### 18-14. Следящая система с двигателем переменного тока

В главе 8 было упомянуто о следящих умножающих системах, применяемых в моделирующих устройствах. Эти системы служат для получения напряжения, равного произведению двух величин:

$$u_{xy} = u_x u_y.$$

Блок-схема одной из таких систем показана на рис. 18-25. Под действием входного напряжения  $u_y$  начинает вращаться ротор двигателя  $M$ , перемещающий скользящий контакт проволоочного потенциометра в такое положение, при котором снимаемое с потенциометра напряжение станет равным  $u_y$ . С движком первого потенциометра механически связан движок второго потенциометра, полное падение напряжения на котором равно  $u_x$ . Положение движка второго потенциометра зависит от  $u_y$ ; выходное напряжение, снимаемое с помощью этого движка, будет равно

$$u_{xy} = u_x u_y.$$

В данной системе используется обратная связь по положению (сигнал обратной связи подается с эталонного потенциометра) и скоростная обратная связь с применением тахогенератора. Для уменьшения уста-

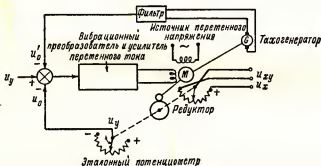


Рис. 18-25. Принципиальная схема умножающей следящей системы.

новившейся ошибки при воздействии линейной входной функции в систему введен фильтр верхних частот.

Линейной входной функции в установившемся состоянии соответствует постоянное напряжение на выходе тахогенератора. Сигнал, характеризующийся этим напряжением, не проходит через фильтр верхних частот,



роль которого выполняет цепь, изображенная на рис. 18-20, б. В результате установившаяся ошибка, свойственная системам со скоростной обратной связью, устраняется, но скоростная обратная связь остается эффективной с точки зрения обеспечения хорошего демпфирования.

Граница полосы пропускания фильтра должна лежать значительно ниже величины  $\omega_n$ , характеризующей данную систему.

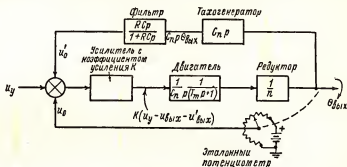


Рис. 18-26. Блок-схема умножающей следящей системы.

Рассмотрим еще одну систему. Сигнал постоянного тока  $u_y - u_{\text{вых}} - u'_{\text{вых}}$  преобразуется с помощью электромеханического прерывателя, работающего на частоте 60 Гц, в сигнал переменного тока и затем усиливается. К выходу усилителя подключена одна из обмоток возбуждения двухфазного двигателя. Другая обмотка питается от сети. Полярность сигнала на входе определяет направление вращения двигателя.

На рис. 18-26 изображена блок-схема этой системы; там же приведены передаточные функции для всех звеньев. Используя методы, описанные в разделе 18-10, легко определить передаточную функцию всей системы.

## 18-15. Устойчивость следящих систем

Большинство реальных следящих систем описывается дифференциальными уравнениями второго или более высокого порядка, характеристическим уравнениям которых соответствуют несколько комплексных корней, поэтому вопрос о возможной неустойчивости таких систем должен быть изучен.

Из выражения (18-70)

$$(1 + Y_0) \Theta_{\text{вых}} = Y_0 \Theta_{\text{вх}}.$$

При синусоидальном входном воздействии можно считать, что в установившемся состоянии выходная координата

$$\Theta_{\text{вых}} = e^{j\omega t}.$$

Так как при этом  $p^n \Theta_{\text{вых}} = (j\omega)^n \Theta_{\text{вх}}$ , то  $Y_0$  преобразуется из функции оператора  $p$  в функцию  $j\omega$ . Запишем теперь выражение (18-70) в виде

$$\frac{\Theta_{\text{вых}}}{\Theta_{\text{вх}}} = \frac{\dot{Y}_0(j\omega)}{1 + \dot{Y}_0(j\omega)}. \quad (18-89)$$

Выражение (18-89) напоминает передаточное соотношение для усилителя с обратной связью (см. главу 7):

$$\dot{A}' = \frac{\dot{A}}{1 - \dot{A}\dot{\beta}}. \quad (18-90)$$

Равенства (18-89) и (18-90) фактически имеют одинаковую форму. То обстоятельство, что в знаменателях данных выражений стоят разные знаки, не должно смущать. Положительный знак в знаменателе выражения (18-89) объясняется тем, что обратная связь в следящей системе считается заведомо отрицательной, поскольку сигнал ошибки  $\epsilon = \Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}$ . Выражение для усилителя написано в общем виде, и характер обратной связи определяется значением комплексной величины  $\dot{A}\dot{\beta}$ .

При анализе следящих систем с самого начала было введено понятие сигнала ошибки  $\epsilon = \Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}$  как возбуждающего входного сигнала и вычитание выходной величины из входной производилось не в процессе анализа. Изучение же работы усилителя началось с рассмотрения внешнего входного сигнала; вычитание выходного сигнала из входного в этом случае представляло как бы этап анализа. Указанное различие является лишь делом привычки, но оно находит отражение в том, что равенства (18-89) и (18-90) имеют разные знаки в знаменателе.

Изучение (18-89) показывает, что если передаточная функция разомкнутой системы для синусоидального воздействия  $\dot{Y}(j\omega)$  будет приближаться к значению  $-1 + j0$ , выходная координата  $\Theta_{\text{вых}}$  будет возрастать и стремиться к бесконечности, иными словами, система будет неустойчивой.

Показано также, что если при изменении частоты от  $-\infty$  до  $+\infty$  функция  $\dot{Y}_0(j\omega)$ , называемая годографом, охватывает точку  $-1 + j0$ , то будет возникать колебательный процесс. Этот вывод базируется на работах Найквиста и отличается от того результата, к которому привели рассуждения в главе 7, только тем, что критическая точка лежит теперь не в правой полуплоскости, а в левой (в связи с разницей в знаках перед членами  $\dot{A}\dot{\beta}$  и  $\dot{Y}_0(j\omega)$ ).

Анализ устойчивости системы желательно проводить именно с помощью функции  $\dot{Y}_0(j\omega)$ , а не передаточной функции замкнутой системы. Это положение станет очевидным, если уяснить, что первую функцию легче вычислить или определить экспериментально, чем вторую; к тому же, если система неустойчива, то передаточную функцию замкнутой системы вообще нельзя определить опытным путем.

В качестве примера построим график передаточной функции разомкнутой системы, аналогичный кривой  $\dot{A}\beta$ , приведенной в главе 7.

Возьмем простую следящую систему, представленную на рис. 18-7. Для разомкнутой системы имеем следующее дифференциальное уравнение:

$$I p^2 \Theta_{\text{вых}} = F p \Theta_{\text{вых}} - K \varepsilon = 0.$$

Используя это выражение, находим передаточную функцию разомкнутой системы:

$$Y_0(p) = \frac{K/F}{p[(I/F)p + 1]}. \quad (18-91)$$

Для установившегося синусоидального режима  $p = j\omega$  и

$$\dot{Y}_0(j\omega) = \frac{KI/F^2}{(j\omega I/F)(j\omega I/F + 1)} = \frac{K\tau/F}{j\omega\tau(j\omega\tau + 1)}. \quad (18-92)$$

Выражение (18-92) является функцией разомкнутой системы, где  $\tau = I/F$  — постоянная времени.

Для данной системы числитель выражения (18-92) — постоянная величина, пропорциональная коэффициенту усиления. Комплексные члены, модуль и фазовый угол содержатся в знаменателе.

Представим  $Y_0(j\omega)$  в виде

$$\dot{Y}_0(j\omega) = \dot{K}' \dot{G}(j\omega), \quad (18-93)$$

где  $\dot{K}'$  — коэффициент, не зависящий от частоты;

$\dot{G}(j\omega)$  — учитывает все члены, являющиеся функцией времени.

Кривая, изображенная на рис. 18-27, представляет собой амплитудно-фазовую частотную характеристику, соответствующую выражению (18-92). Характеристика построена для случая, когда эффективный коэффициент усиления

$$K' = K\tau/F = 1.$$

Очевидно, что любая система, обладающая такой амплитудно-фазовой характеристикой, будет устойчивой. Увеличение коэффициента усиления  $K'$  не может привести к тому, что годограф будет охватывать точку  $-1 + j0$ ; возрастание  $\dot{K}$  вызывает только «растягивание» кривой.

Амплитудно-фазовая характеристика системы является графическим выражением годографа  $\dot{Y}_0(j\omega)$ . Путем графического вычитания  $-1$  из каждого вектора  $\dot{Y}(j\omega)$  можно построить кривую изменения функции  $[1 + \dot{Y}(j\omega)]$ . Наблюдая за ходом кривой, можно еще раз убедиться, что система будет неустойчива в случаях, когда годограф  $\dot{Y}(j\omega)$  проходит через критическую точку или же охватывает ее. Действительно, только в этом случае комплексная величина  $\dot{Y}(j\omega)$  может оказаться равной  $-1 + j0$ , что соответствует равенству вектора  $1 + \dot{Y}(j\omega)$  нулю\*.

\* Здесь дано неполное доказательство, относящееся к предельному случаю  $1 + \dot{Y}(j\omega) = 0$ . — Прим. пер.

Наличие резонансного эффекта может вызвать приближение годографа  $\dot{Y}_0(j\omega)$  к точке  $-1, j0$  при некоторых частотах, в результате чего скачкообразному изменению на входе будет соответствовать слабо затухающий колебательный переходный процесс.

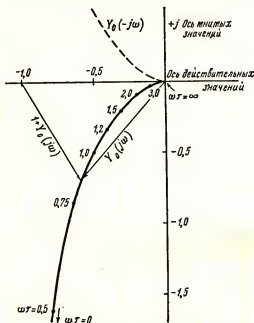


Рис. 18-27. Кривые изменения годографа  $\dot{Y}_0(j\omega)$  для выражения (18-92).

## 18-16. Критерий устойчивости

Рассчитывая следящую систему, обычно в первую очередь устанавливают, какой вид имеет член  $\dot{G}(j\omega)$ , определяющий форму годографа  $\dot{Y}_0$ . При этом величина коэффициента усиления, который должен быть обеспечен, остается неопределенной. Знание формы годографа представляет большой интерес, так как насколько близко годограф  $\dot{Y}(j\omega)$  подходит к критической точке, является мерой устойчивости системы и мерой скорости успокоения системы при ступенчатом воздействии. Как было показано раньше, переходные процессы в системе, вызываемые скачком входного сигнала, будут удовлетворительными, если частотная характеристика для замкнутой системы будет иметь небольшой выброс. Наличие большого пика на частотной характеристике говорит о том, что годограф передаточной функции разомкнутой системы подходит близко к критической точке.

Очень полезным при анализе оказывается использование связи между амплитудно-фазовой характеристикой разомкнутой системы и амплитудной частотной характеристикой замкнутой системы.

Например, при исследовании систем, описываемых уравнениями более высокого порядка (такие системы в данной работе не рассматриваются), можно считать, что если реакция системы на синусоидальное воздействие характеризуется плоской кривой с незначительным подъемом перед спадом, то поведение системы при переходных процессах будет удовлетворительным.

Соотношение между модулями передаточных функций замкнутой и разомкнутой систем находится непосредственно из амплитудно-фазовой характеристики разомкнутой системы (рис. 18-27).

Из равенства (18-70) имеем следующее выражение для передаточной функции замкнутой системы:

$$\dot{Y}(j\omega) = \frac{\Theta_{\text{вых}}}{\Theta_{\text{вх}}} = \frac{\dot{Y}_0(j\omega)}{1 + \dot{Y}(j\omega)} = \frac{x + jy}{1 + x + jy}. \quad (18-94)$$

Введем такие же обозначения, как в разделе 18-9. Пусть  $M$  — модуль комплексной величины  $\dot{Y}(j\omega)$ ;  $\varphi$  — фазовый угол.

Тогда

$$M^2 = \frac{x^2 + y^2}{(1 + x)^2 + y^2} \quad (18-95)$$

и

$$M^2 - 1 = \frac{x^2 - y^2}{(1 + x)^2 + y^2} - 1 = -\frac{1 - 2x}{(1 + x)^2 + y^2}. \quad (18-96)$$

Из равенства (18-96) имеем

$$\begin{aligned} \frac{M^2}{M^2 - 1} &= \frac{x^2 + y^2}{1 + 2x}; \\ x + \frac{M^2}{M^2 - 1} &= \frac{x^2 + x - y^2}{1 + 2x}. \end{aligned}$$

Окончательно получаем

$$y^2 + \left(x + \frac{M^2}{M^2 - 1}\right)^2 = \left(\frac{M^2}{M^2 - 1}\right)^2. \quad (18-97)$$

Выражение (18-97) представляет собой уравнение семейства окружностей в плоскости  $Y_0$ . Каждая окружность является линией равного значения  $M$  — модуля передаточной функции замкнутой системы.

Радиусы окружностей равны

$$r = \frac{M^2}{M^2 - 1}.$$

Координаты центра:

$$-\frac{M^2}{M^2 - 1}; 0.$$

Если  $M$  очень велико (большим значениям  $M$  соответствует, например, наличие острого резонансного пика), радиус окружности стремится

к нулю, а центр — к точке — 1; 0. При  $M = 1$  окружность вырождается в прямую линию, перпендикулярную действительной оси и проходящую через точку  $x = -\frac{1}{2}$ . Центры окружностей, соответствующих  $M > 1$ , лежат на отрицательной части действительной оси; при  $M < 1$  центры окружностей лежат на положительной части.

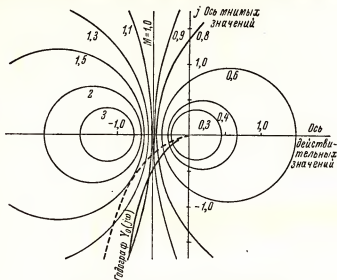


Рис. 18-28. Линии равных значений  $M$ .

На рис. 18-28 годограф  $\dot{Y}_0(j\omega)$ , изображенный на рис. 18-27, совмещен с таким семейством окружностей. Как видно из рис. 18-28, приблизительно можно считать, что годограф касается окружности, для которой  $M = 1,2$ ; в точке касания  $\omega\tau = 0,85$ . Это свидетельствует о наличии пика на амплитудно-частотной характеристике замкнутой системы; экстремальное значение  $M_p = 1,2$ .

Передаточная функция замкнутой системы при синусоидальном воздействии может быть определена из (18-93).

$$\dot{Y}(j\omega) = \frac{\Theta_{\text{вых}}}{\Theta_{\text{вх}}} = \frac{\dot{K}' \dot{G}(j\omega)}{1 + \dot{K}' \dot{G}(j\omega)}. \quad (18-98)$$

На рис. 18-29 приведена кривая зависимости  $\dot{Y}(j\omega) = \omega\tau$ , рассчитанная для рассматриваемой системы ( $K' = 1$ ), (кривая  $a$ ), которая подтверждает, что в условиях  $M_p = 1,2$ .

Если для улучшения переходной характеристики желательно увеличить экстремальное значение передаточной функции, годограф  $\dot{Y}_0(j\omega)$  может быть «растянут» за счет удлинения каждого вектора  $\dot{Y}$  в одинаковой пропорции без изменения фазового угла. Кривая, которая при этом получается, показана на рис. 18-28 пунктиром. Указанная мера

увеличивает максимальное значение функции до  $M_p = 1,5$  при частоте, определяемой из соотношения  $\omega\tau \approx 1,2$ . Из равенства (18-63) следует, что для  $M_p = 1,5$   $\xi = 0,356$ . Учитывая соотношения  $K' = K\tau/F = K/F^2 = (1/2\xi)^2$ , заключаем, что  $K' = 1,98$ . Эта величина характеризует усиление, необходимое для обеспечения желаемого пика. Результат расчетов по формуле (18-98) для  $K' = 1,98$  (кривая 6 на рис. 18-29, б) подтверждает, что для данного случая  $M_p = 1,5$ .

Рассмотрим приближенный метод проверки системы на устойчивость непосредственно с помощью данных, полученных при определении зависимости коэффициента усиления разомкнутой системы и фазового сдвига от частоты входного синусоидального сигнала. При использовании этого метода необходимо вычертить амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики системы в полулогарифмическом масштабе. Первая из характеристик является соответственно кривой изменения коэффициента усиления, выраженного в децибелах в функции от логарифма частоты (при построении этих графиков следует воспользоваться методом характеристических частот, рассмотренных в главе 5).

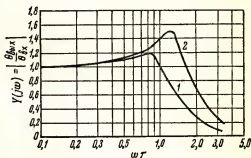


Рис. 18-29. Амплитудно-частотная характеристика.

1 — для сплошной кривой рис. 18-28 ( $K' = 2$ );  
2 — для пунктирной кривой рис. 18-28 ( $K' = 2$ ).

Возьмем для примера систему, описываемую уравнением (18-92):

$$\dot{Y}_0(j\omega) = \dot{K}'\dot{G}(j\omega) = \frac{K'}{j\omega\tau(j\omega\tau + 1)}. \quad (18-99)$$

Уравнение модуля  $\dot{Y}_0$ , выраженного в децибелах, будет иметь вид

$$\begin{aligned} \dot{Y}_0(\text{дб}) &= 20 \lg \frac{1}{\omega\tau} + 20 \lg \left| \frac{1}{j\omega\tau + 1} \right| = \\ &= -20 \lg(\omega\tau) - 20 \lg \sqrt{\omega^2\tau^2 + 1}. \end{aligned} \quad (18-100)$$

При построении амплитудно-частотных характеристик в логарифмическом масштабе характеристика всей системы может быть получена путем сложения ординат кривых, построенных для каждого слагаемого выражения (18-100) в отдельности.

Результаты этой операции иллюстрирует рис. 18-30, где в качестве аргумента использована переменная  $\omega\tau$ . Нетрудно видеть, что первому слагаемому уравнения (18-99) соответствует уменьшение коэффициента усиления в  $-6 \text{ дб}$  на октаву. Угол фазового сдвига, вносимого этим членом, постоянен и равен  $-90^\circ$ . При больших частотах, когда  $\omega\tau \gg 1$ , второму члену также соответствует ослабление  $6 \text{ дб}$  и фазовый сдвиг  $-90^\circ$ . С учетом обоих членов наклон кривой при  $\omega\tau \gg 1$

составляет — 12 дБ на октаву при фазовом сдвиге, равном приблизительно — 180°. Наличие члена, содержащего квадрат частоты, обуславливает наличие резонансного эффекта.

Можно показать, что для подавляющего большинства систем справедливо следующее заключение: когда амплитудно-частотная характеристика, построенная в логарифмическом масштабе, имеет наклон

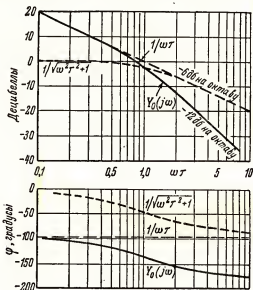


Рис. 18-30. Логарифмические частотные характеристики  $Y_0(j\omega)$ .

— 6 дБ на октаву, соответствующий угол фазового сдвига равен — 90°; когда же наклон характеристики составляет — 12 дБ на октаву, фазовый угол равен приблизительно — 180°.

Из рис. 18-27 нетрудно видеть, что если при частоте, соответствующей равенству коэффициента усиления единице, фазовый угол меньше — 180°, то амплитудно-фазовая характеристика не охватывает точку —1,  $j0$  и система является устойчивой.

С помощью амплитудно-частотной характеристики, построенной в логарифмическом масштабе, не обращаясь к фазовой характеристике, можно проверить, не равен ли фазовый угол нежелательной величине при единичном коэффициенте усиления, так как фазовый угол, соответствующий этой точке характеристики, будет равен — 180° или будет превышать — 180° в том случае, если наклон кривой соответственно равен — 12 дБ, или превышает — 12 дБ.

Следовательно, по наклону рассматриваемой амплитудно-частотной характеристики в точке нуля децибел можно быстро оценить склонность системы к неустойчивости.



Поскольку для неустойчивой системы экспериментальная амплитудно-частотная характеристика не может быть получена, этот метод играет важную роль при конструировании систем, так как позволяет оценивать, насколько устойчивая система близка к неустойчивому состоянию или как далеко сдвинута в область неустойчивости заданная неустойчивая система.

При синтезе систем регулирования желательно, чтобы логарифмическая амплитудно-частотная характеристика разомкнутой системы имела наклон не более — 12 дБ на октаву в области частот, примыкающей к точке, соответствующей усилению 0 дБ.

На практике стремятся к тому, чтобы наклон частотно-фазовой характеристики вблизи этой точки не превышал — 6 дБ на октаву. В этом случае система будет устойчива в замкнутом состоянии, и если наклон — 6 дБ на октаву будет сохраняться в достаточно широком диапазоне частот за точкой 0 дБ, то реакция системы на ступенчатое входное воздействие будет приблизительно описываться экспоненциальной кривой, т.е. система может считаться системой первого порядка.

#### **18-17. Запас устойчивости по усилению и запас устойчивости по фазе**

Более точный метод определения запаса устойчивости следящей системы состоит в использовании амплитудно-фазовой частотной характеристики, показанной на рис. 18-31.

Запас устойчивости по усилению определяется значением модуля вектора функции  $(1 + \dot{Y}(j\omega))$  при фазовом сдвиге, равном  $-180^\circ$  (рассматриваемый вектор направлен по действительной оси в сторону отрицательных значений). Запас устойчивости по усилению показывает, какое увеличение усиления в децибелах не вызовет перехода системы в неустойчивое состояние.

Запас устойчивости по фазе равен  $180^\circ$  минус фазовый угол вектора  $\dot{Y}_0(j\omega)$ , соответствующего частоте, при которой  $|Y_0(j\omega)|$  равен единице. Запас устойчивости по фазе на рис. 18-31 определяется положением точки пересечения годографа с окружностью единичного радиуса.

Оптимальные значения запаса устойчивости по фазе и по усилению зависят от типа и назначения системы.

Если наклон логарифмической амплитудно-частотной характеристики системы отрицателен и при этом слишком велик в интересующем диапазоне частот, для уменьшения наклона характеристики и фазового угла до приемлемых значений в систему должны быть включены корректирующие звенья типа цепей, рассмотренных в разделе 18-11. С помощью этих цепей можно существенно изменить величину усиления и фазового сдвига в соответствующем диапазоне частот.

Обычно оказывается возможным включить такую дифференцирующую или интегрирующую цепь непосредственно в усилитель; для анализа системы достаточно использовать другую передаточную функцию усилительного звена.

Дифференцирующая цепь будет уменьшать коэффициент усиления на низких частотах во  $\alpha$  раз и если необходимо, чтобы установившаяся

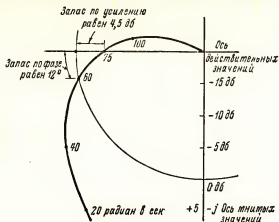


Рис. 18-31. Запасы устойчивости по усилению и фазе.

ошибка оставалась малой, коэффициент усиления системы должен быть увеличен во столько же раз. Интегрирующая цепь будет уменьшать коэффициент усиления на высоких частотах в  $\alpha$  раз.

### 18-18. Пример анализа устойчивости следящей системы

Использование амплитудно-фазовых характеристик для анализе устойчивости может быть проиллюстрировано на примере анализа системы регулирования со скоростью обратной связью (рис. 18-9). Эффект,

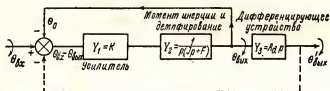


Рис. 18-32. Блок-схема следящей системы со скоростью обратной связью, представленная в разомкнутом состоянии.

получаемый при введении цепи скорости обратной связи, может быть изучен следующим образом.

Будем рассматривать схему, изображенную на рис. 18-32, как блок-схему разомкнутой системы, в которой обратная связь по положению является своего рода внутренней связью. При этом условии  $\Theta_{вх}$  является входной координатой и  $\Theta_{вых}$  выходной координатой данной разомкнутой системы.

Если замкнуть цепь скоростной обратной связи, как показано на рис. 18-32, пунктирной линией, получим систему, эквивалентную изображенной на рис. 18-9.

Передаточная функция разомкнутой системы (т.е. системы, у которой цепь, показанная пунктиром, не замкнута) может быть получена следующим путем.

Учитывая, что

$$\Theta'_{\text{вых}} = Y_1 Y_2 Y_3 (\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}) \quad (18-101)$$

и

$$\Theta_{\text{вых}} = \frac{\Theta'_{\text{вых}}}{Y_3},$$

получим

$$Y_0(p) = \frac{\Theta'_{\text{вых}}}{\Theta_{\text{вх}}} = \frac{Y_1 Y_2 Y_3}{1 + Y_1 Y_2} = \frac{Y_3}{1/Y_1 Y_2 + 1}. \quad (18-102)$$

Подставляя передаточные функции отдельных звеньев, имеем

$$Y_0(p) = \frac{A_d p}{(I/K)p^2 + (F/K)p + 1}.$$

Учитывая, что

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{I}}, \quad \xi = \frac{F}{2\sqrt{KI}},$$

предыдущее выражение можно представить в виде

$$Y_0(p) = \frac{A_d p}{p^2/\omega_n^2 + 2\xi p/\omega_n + 1}. \quad (18-103)$$

Используя равенство  $p = j\omega$ , преобразуем (18-103) применительно к установившемуся режиму при синусоидальном воздействии:

$$\dot{Y}_0(j\omega) = \frac{j\omega A_d}{1 - (\omega/\omega_n)^2 + j(2\xi\omega/\omega_n)}. \quad (18-104)$$

Рассмотрим случай слабо демпфированной системы.

Положим  $\xi = 3$ . После преобразования правой части числителя получим

$$\dot{Y}_0(j\omega) = \dot{K} G(j\omega) = \frac{j(\omega/\omega_n)(\omega_n A_d)}{1 - (\omega/\omega_n)^2 + j0,6(\omega/\omega_n)},$$

где коэффициент усиления разомкнутой системы

$$\dot{K}' = \omega_n A_d. \quad (18-105)$$

Член передаточной функции, зависящий от частоты, имеет вид

$$\dot{G}(j\omega) = \frac{j(\omega/\omega_n)}{1 - (\omega/\omega_n)^2 + j0,6(\omega/\omega_n)}. \quad (18-106)$$

Передаточная функция замкнутой системы будет равна

$$\dot{Y}(j\omega) = \frac{\dot{K}'\dot{G}(j\omega)}{1 + \dot{K}'\dot{G}(j\omega)} = \frac{\dot{G}(j\omega)}{1/\dot{K}' + \dot{G}(j\omega)}. \quad (18-107)$$

Из выражения (18-107) следует, что координаты критической точки для кривой  $\dot{G}(j\omega)$  равны  $-\frac{1}{\dot{K}'}, j0$ . Зная координаты критической точки,

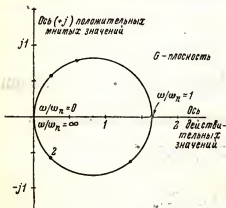


Рис. 18-33. Годограф  $\dot{G}(j\omega)$ .

можно изучить влияние коэффициента усиления разомкнутой системы на устойчивость. Достаточно рассмотреть одну кривую  $\dot{G}(j\omega)$ ; критическая точка перемещается относительно кривой по действительной оси в соответствии с изменением значения коэффициента  $K'$ .

Пусть график функции  $\dot{G}(j\omega)$  вычерчен на комплексной плоскости (рис. 18-33). Точка кривой, соответствующая  $\frac{\omega}{\omega_n} = 0$ , лежит в начале координат; при увеличении  $\frac{\omega}{\omega_n}$  точка перемещается по

окружности в направлении по часовой стрелке. Круговая траектория пересекает действительную ось при  $\frac{\omega}{\omega_n} = 1$  в точке 1,67; при дальнейшем увеличении  $\frac{\omega}{\omega_n}$  точка перемещается по окружности в том же направлении, и в пределе ( $\omega/\omega_n = \infty$ ) достигает начала координат. При изменении  $\frac{\omega}{\omega_n}$  от  $-\infty$  до 0 точка описывает такую же траекторию.

Следовательно, точка делает два полных оборота по окружности при изменении  $\omega$  от  $+\infty$  до  $-\infty$ .

Как было показано выше, критическая точка имеет координаты  $-\frac{1}{K'}, +j0$ , т.е.  $-\frac{1}{\omega_n A_d}, +j0$ . О том, устойчива система или нет, можно судить по значению  $A_d$ . Очевидно, что если величина  $A_d$  равна нулю или положительна, то кривая не может охватить критическую точку, которая будет лежать на отрицательной части действительной оси; система будет устойчива. Однако если величина  $A_d$  станет отрицательной, критическая точка переместится на положительную часть действительной оси, и устойчивость системы будет зависеть от величины  $A_d$ . При  $-0,6/\omega_n < A_d < 0$  критическая точка лежит вне круга, и система устойчива. При  $A_d < -\frac{0,6}{\omega_n}$  критическая точка переместится

внутри круга и будет дважды охватываться кривой — система будет неустойчивой.

Таким образом, относительное положение критической точки определяется величиной демпфирования. Так при  $A_d > -\frac{2\xi}{\omega_n}$  система будет устойчивой, тогда как при  $A_d < -\frac{2\xi}{\omega_n}$  она будет неустойчивой.

Если  $A_d = \frac{2\xi}{\omega_n}$ , любое внешнее возмущение будет вызывать колебания системы.

Следовательно, критическая точка может также рассматриваться как точка неустойчивого состояния.

### 18-19. Следящие системы иных видов

На практике часто встречаются более сложные системы, чем рассмотренные выше, хотя последние и являются типичными с точки зрения основных принципов. Системы более высокого порядка, которым соответствуют более сложные амплитудно-фазовые характеристики и проверка на устойчивость которых представляет большие трудности, так же не были здесь рассмотрены, как и целый класс следящих систем с использованием модулированных сигналов переменного тока.

Учитывая, что литература по следящим системам весьма обширна, представляется целесообразным закончить рассмотрение основных принципов работы следящих систем.

### Задачи

18-1. Дифференциальное уравнение движения системы, инерцией которой можно пренебречь, имеет вид

$$a_1 p \Theta + a_0 \Theta = f(t).$$

Определить характеристику переходного процесса, отражающую реакцию системы на ступенчатую входную функцию  $f(t)$ , если  $f(t) = 0$  при  $t < 0$  и  $f(t) = A$  при  $t > 0$ .

Полагая, что  $\Theta = 0$  при  $t = 0$ , вычертить характеристику переходного процесса в координатах  $\frac{\Theta}{A}$  и  $t$ .

18-2. Система второго порядка описывается дифференциальным уравнением

$$mp^2s + cps + ks = f(t),$$

где  $m = 0,083$  т.с.м.;  $k = 5,45$  кг/м;  $c = 0,68$  кг·сек/м.

Найти собственную частоту недемпфированных колебаний, коэффициент демпфирования и величину  $c$ , соответствующую критическому демпфированию.

Найти время, по истечении которого характеристика переходного процесса достигнет первого максимума, если  $\xi = 0,3$ .

18-3. Следящая система имеет передаточную функцию

$$\dot{Y}_0(j\omega) = \frac{K'}{j\omega\tau(3j\omega\tau + 1)(j\omega\tau + 1)}.$$

Используя кривые равных значений  $M$ , определить максимальную допустимую величину  $K'$ , при которой пик на амплитудно-частотной характеристике системы не превышает 1,4. Какому значению  $\omega$  соответствует этот пик?

18-4. При разомкнутой цепи обратной связи амплитудно-частотная характеристика системы определяется таблицей:

Частота, $\text{гц}$	Выходной сигнал, $\text{дб}$	Частота, $\text{гц}$	Выходной сигнал, $\text{дб}$
0,5	21,5	7,0	-10,0
1,0	15,0	10,0	-16,0
2,0	8,0	15,0	-23,5
3,0	2,5	20,0	-28,0
5,0	-5,0	30,0	-35,5

Насколько необходимо уменьшить коэффициент усиления системы, чтобы иметь запас устойчивости по усилению равный 10  $\text{дб}$ ?

18-5. Построить амплитудно-фазовую характеристику разомкнутой следящей системы, если

$$\dot{Y}_0(j\omega) = \frac{1}{j\omega(1 + 0,04j\omega)}$$

и определить устойчива ли система.

18-6. Построить амплитудно-фазовую характеристику разомкнутой следящей системы, если

$$\dot{Y}_0(j\omega) = \frac{100}{j\omega(15 - j\omega)}$$

18-7. Построить амплитудно-фазовую характеристику разомкнутой следящей системы, если

$$\dot{Y}_0(j\omega) = \frac{\omega^2 X}{(1 + 2j\omega)(1 - 0,5j\omega) - \omega^2},$$

и определить, каким условиям должна удовлетворять величина  $X$ , чтобы система была устойчивой.

18-8. Система, изображенная на рис. 18-34, описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$C(\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}) = Fp\Theta_{\text{вых}} + T_I.$$

Воспользовавшись методами, с помощью которых было получено равенство (18-22), представить решение для  $\Theta_{\text{вых}}$  в виде ряда членов, расположенных по возрастающим степеням  $p$ . Дать решение для установившегося режима при воздействиях на входе  $\Theta_{\text{вх}} = \alpha t$  и  $\Theta_{\text{вх}} = \beta t^2$ , если  $T_L$  — постоянный нагрузочный момент.

18-9. Для следящей системы, показанной на рис. 18-7,  $I = 0,0005 \text{ кгм.сек}^2$ ;  $F = 0,00155 \text{ кгм/рад в сек}$ .

Построить кривую в плоскости  $Y_0$ , соответствующую передаточной функции разомкнутой системы; из кривой определить величину коэффициента усиления  $K'$  для  $M_p = 1,25$  и найти частоту, при которой коэффициент усиления равен этой величине. Каков относительный коэффициент демпфирования системы?

18-10. В следующую систему, соответствующую условиям задачи 18-9, введено интегральное управление. Это эквивалентно тому, что передаточная функция усилителя приобретает вид

$$Y = K(1 + A_0 p^{-1}), \text{ где } A_0 = 2 \frac{1}{\text{сек}}.$$

Вычертить в плоскости  $Y_0$  амплитудно-фазовую характеристику, соответствующую передаточной функции разомкнутой системы.

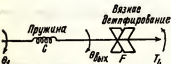


Рис. 18-34.

Определить коэффициент усиления  $K'$  для минимального значения  $M_p$ .

18-11. Система регулирования с обратной связью характеризуется следующим соотношением для  $K'G(j\omega)$ :

$$\dot{K}'\ddot{G}(j\omega) = \frac{K'}{(j\omega\tau_1 + 1)(j\omega\tau_d + 1)}.$$

Для случая, когда  $\tau_1 = \tau_d = 1$  сек., вычертить амплитудно-фазовую характеристику и найти значение  $M_p$ .

Проделать то же для случая:

$$\tau_1 = 10 \text{ сек.}; \tau_d = 1 \text{ сек.}$$

## ЛИТЕРАТУРА

1. Minorsky, N.: Directional Stability of Automatically Steered Bodies, *J. Am. Soc. Naval Engr.*, 34:280 (1922).
2. Hazen, H. L.: Theory of Servomechanisms, *J. Franklin Inst.*, 218:279 (1934).
3. Hazen, H. L.: Design and Test of a High Performance Servomechanism, *J. Franklin Inst.*, 218:543 (1934).
4. Nyquist, H.: Regeneration Theory, *Bell System Tech. J.*, 11:126 (1932).
5. Smith, E. S.: "Automatic Control Engineering," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1944.
6. Eckman, D. P.: "Principles of Industrial Process Control," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1945.
7. Brown, G. S., and D. P. Campbell: "Principles of Servomechanisms," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1948.
8. James, H. M., N. B. Nichols, and R. S. Phillips: "Theory of Servomechanism," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1947.
9. Lauer, H., R. Lesnick, and L. E. Matson: "Servomechanism Fundamentals," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1947.
10. Porter, A.: "Introduction to Servomechanisms," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1950.
11. Ahrendt, W. R., and J. F. Taplin: "Automatic Feedback Control," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1951.
12. Trimmer, J. D.: "Response of Physical Systems," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1950.
13. Nixon, F. E.: "Principles of Automatic Control," Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1953.
14. Fett, G. H.: "Feedback Control Systems," Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1954.
15. Chestnut, H., and R. W. Mayer: "Servomechanisms and Regulating Systems Design," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1951.
16. Thaler, G. J., and R. G. Brown: "Servomechanism Analysis," McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1953.

## О Г Л А В Л Е Н И Е

	<u>Стр.</u>
Предисловие к русскому изданию .....	5
Предисловие автора .....	6
<b>Глава первая. Введение</b> .....	7
1- 1. Атом и электрон .....	7
1- 2. Основные этапы развития электронных ламп .....	9
1- 3. Газоразрядные лампы .....	10
1- 4. Полупроводниковые приборы .....	11
Литература .....	12
<b>Глава вторая. Физические явления в электронных лампах</b> .....	13
2- 1. Поведение электрона в электрическом поле .....	14
2- 2. Прохождение электронного тока в вакууме .....	17
2- 3. Поведение электрона в магнитном поле .....	18
2- 4. Электроны в металлах. Возбуждение и ионизация. Квантово-механические усилители .....	21
2- 5. Поверхностный потенциальный барьер и эмиссия электронов .....	26
2- 6. Основные типы термоэлектронных катодов .....	29
2- 7. Цепь накала термоэлектронных катодов .....	33
2- 8. Фотоэлектронная эмиссия .....	35
2- 9. Вторичная и автоэлектронная эмиссия .....	36
2-10. Пространственный заряд в диоде с термоэлектронным катодом .....	38
2-11. Управление током электронных ламп при помощи сетки. Триод .....	43
2-12. Мощность, рассеиваемая на электродах лампы. Охлаждение электронных ламп .....	45
2-13. Ионизация газов .....	46
Задачи .....	50
Литература .....	52
<b>Глава третья. Электронная лампа как элемент схемы</b> .....	53
3- 1. Нелинейность ламповых характеристик .....	53
3- 2. Обозначения токов и напряжений триода .....	56
3- 3. Характеристики и параметры триода .....	59



	<u>Стр.</u>
3- 4. Динамические характеристики триода .....	63
3- 5. Графический анализ режима работы лампового усилителя ..	64
3- 6. Эквивалентная схема усилительного триода как генератора напряжения .....	68
3- 7. Эквивалентная схема усилительного триода как генератора тока	70
3- 8. Коэффициент усиления усилителя .....	71
3- 9. Измерение параметров электронных ламп .....	71
3-10. Тетрод .....	73
3-11. Пентод .....	75
3-12. Лучевой тетрод .....	77
3-13. Пентоды с переменным коэффициентом усиления (пентод « варимю »).....	78
3-14. Автоматическое смещение и иные цепи питания.....	79
3-15. Искажения сигналов .....	81
3-16. Основные виды рабочих режимов лампы.....	82
3-17. Децибел, как единица измерения усиления мощности.....	84
3-18. Электронно-лучевая трубка. Осциллограф .....	86
Задачи .....	91
Литература .....	93
<b>Глава четвертая. Ламповые усилители слабых сигналов .....</b>	<b>94</b>
4-1. Основные типы усилительных схем.....	94
4-2. Схемы междукаскадной связи в многокаскадных усилителях..	96
4-3. Входная проводимость триода в схеме усилителя с заземленным катодом .....	97
4-4. Исследование усилителя с заземленным катодом.....	101
4-5. Катодный повторитель .....	104
4-6. Расчет катодного повторителя .....	107
4-7. Схема катодного повторителя с особо высоким входным сопро- тивлением .....	114
4-8. Усилитель с заземленной сеткой.....	115
4-9. Питание усилителей напряжения переменным током.....	117
Задачи .....	118
Литература.....	119
<b>Глава пятая. Характеристики усилителей слабых сигналов .....</b>	<b>120</b>
5-1. Частотные и фазовые характеристики усилителя с заземленным катодом .....	121
5-2. Углубленный анализ частотных и фазовых характеристик усилителя с реостатно-емкостной связью между каскадами....	126
5-3. Частотные характеристики относительного усиления, построен- ные в децибелах .....	131

	Стр.
5-4. Специальные схемы реостатно-емкостной связи для преобразования полосы пропускания усилителя.....	135
5-5. Основные принципы проектирования широкополосных усилителей .....	140
5-6. Реостатно-емкостные усилители с компенсацией падения усиления на низких частотах.....	144
5-7. Реостатно-емкостные усилители с компенсацией падения усиления на высоких частотах.....	145
5-8. Импульсные характеристики реостатно-емкостного усилителя..	152
5-9. Соотношения между характеристиками усилителя при синусоидальных и импульсных сигналах.....	158
5-10. Прохождение через усилитель сигналов типа прямоугольной волны .....	159
5-11. Разложение несинусоидальных функций в ряд Фурье.....	163
5-12. Исследования сигналов типа периодически повторяющихся импульсов прямоугольной формы .....	167
5-13. Шумы в ламповых усилителях.....	171
Задачи .....	174
Литература.....	177
<b>Глава шестая. Усилители мощности низкой частоты .....</b>	<b>178</b>
6-1. Выходные цепи усилителей мощности низкой частоты.....	178
6-2. Построение нагрузочной характеристики .....	185
6-3. Нагрузочная характеристика для реактивной нагрузки.....	186
6-4. Идеальный усилитель класса <i>A</i> .....	187
6-5. Соотношение мощностей.....	188
6-6. Максимальное теоретически возможное значение коэффициента полезного действия в режиме класса <i>A</i> .....	189
6-7. Определение коэффициента нелинейных искажений.....	190
6-8. Искажения, обусловленные комбинационными частотами....	195
6-9. Выбор оптимальной величины нагрузки.....	196
6-10. Линейки для расчета искажений.....	200
6-11. Двухтактный усилитель .....	201
6-12. Схема включения напряжения смещения в двухтактном усилителе .....	204
6-13. Эквивалентная схема двухтактного усилителя.....	205
6-14. Метод графического анализа двухтактного усилителя, основанный на использовании характеристик эквивалентной лампы	207
6-15. Двухтактный усилитель класса <i>AB</i> .....	210
6-16. Двухтактный усилитель класса <i>B</i> .....	211
6-17. Расчет мощного усилителя класса <i>B</i> .....	214
6-18. Мощность, потребляемая в сеточной цепи.....	219

	<u>Стр.</u>
6-19. Источники возбуждения двухтактных усилителей.....	221
Задачи .....	224
Литература.....	226
<b>Глава седьмая. Обратная связь в усилителях .....</b>	<b>228</b>
7-1. Принципы обратной связи .....	228
7-2. Отрицательная обратная связь и устойчивость коэффициента усиления.....	230
7-3. Отрицательная обратная связь и искажения.....	231
7-4. Отрицательная обратная связь и шумы.....	233
7-5. Измерение коэффициента обратной связи в децибелах .....	234
7-6. Основные схемы с отрицательной обратной связью.....	236
7-7. Схемы многокаскадных и двухтактных усилителей с отрицательной обратной связью .....	232
7-8. Положительная обратная связь. Развязка .....	245
7-9. Устойчивость усилителей с обратной связью.....	249
7-10. Углубленный анализ условий устойчивости.....	241
Задачи .....	249
Литература.....	251
<b>Глава восьмая. Усилители с непосредственной связью (усилители постоянного тока). Усилители счетно-решающих устройств непрерывного действия .....</b>	<b>252</b>
8-1. Простейшие схемы усилителей с непосредственной связью....	252
8-2. Усилители на сопротивлениях .....	255
8-3. Катодная связь в усилителях с непосредственной связью.....	257
8-4. Симметричный двухтактный усилитель .....	258
8-5. Компенсация катодного дрейфа .....	260
8-6. Последовательная схема компенсации катодного дрейфа. Симметричный мостиковый усилитель .....	262
8-7. Ламповые электрометры .....	264
8-8. Остаточный дрейф в усилителях с непосредственной связью..	267
8-9. Усилители с преобразованием постоянного тока в переменный	268
8-10. Усилители с непосредственной связью, стабилизированные с помощью усилителей-прерывателей .....	272
8-11. Операционные усилители .....	275
8-12. Использование положительной обратной связи.....	280
8-13. Моделирование .....	281
8-14. Уравнения Лагранжа для динамических систем.....	282
8-15. Прямые аналоговые устройства .....	285
8-16. Коэффициенты подобия .....	289

8-17. Функциональные (операционные) аналоговые счетно-решающие машины .....	290
8-18. Функциональные генераторы .....	294
8-19. Нелинейные элементы схем .....	298
8-20. Схемы ограничения .....	300
8-21. Схемы умножения .....	301
Задачи .....	304
Литература.....	307

#### **Глава девятая. Переключающие устройства. Цифровые счетно-решающие машины .....**

9-1. Элементы схем .....	309
9-2. Лампы и полупроводниковые приборы в переключающих схемах .....	310
9-3. Переходные характеристики последовательных $RC$ - и $RL$ -цепей .....	312
9-4. Постоянная времени .....	314
9-5. Дифференцирующие цепи .....	316
9-6. Интегрирующие цепи .....	319
9-7. Схемы ограничения .....	320
9-8. Схемы фиксации уровня .....	326
9-9. Фиксация уровня телевизионных сигналов.....	328
9-10. Схемы ударного возбуждения .....	329
9-11. Блокинг-генераторы .....	334
9-12. Генераторы развертки для электронно-лучевых трубок.....	335
9-13. Простейший $RC$ -генератор пилообразного напряжения.....	336
9-14. Генератор развертки с тиратроном.....	339
9-15. Ламповый генератор ждущей развертки.....	341
9-16. Линеаризация $RC$ -схемы развертки .....	343
9-17. Основные виды временных разверток.....	346
9-18. Схемы линейной развертки для электронно-лучевых трубок с магнитной отклоняющей системой.....	348
9-19. Мультивибраторы .....	350
9-20. Роль смещения .....	354
9-21. Синхронизация мультивибратора .....	355
9-22. Мультивибратор с одним стабильным состоянием .....	356
9-23. Триггер .....	358
9-24. Пересчетные устройства .....	360
9-25. Декадные пересчетные схемы .....	362
9-26. Декатрон .....	366
9-27. Двоичная система счисления .....	368
9-28. Цифровые счетно-решающие машины.....	371

9-29. Входные и выходные устройства цифровых счетно-решающих машин .....	376
9-30. Блок памяти .....	378
9-31. Схемы совпадения на вакуумных электронных лампах.....	383
9-32. Матрицы на диодах.....	385
9-33. Логические схемы «и», «или» и «нет».....	387
9-34. Логика сложения .....	389
Задачи .....	392
Литература.....	395

**Глава десятая. Источники питания и фильтры. Стабилизаторы напряжения и тока .....**

10-1. Однополупериодный диодный выпрямитель.....	397
10-2. Двухполупериодный выпрямитель .....	401
10-3. Коэффициент пульсаций .....	403
10-4. Емкостной фильтр .....	404
10-5. Индуктивный фильтр .....	409
10-6. Г-образный фильтр .....	414
10-7. Балластное нагрузочное сопротивление и критическая величина входной индуктивности Г-образного фильтра .....	418
10-8. П-образный фильтр .....	420
10-9. Бестрансформаторный выпрямитель, удваивающий сетевое напряжение .....	423
10-10. Проектирование выпрямителей .....	423
10-11. Стабиловольты .....	425
10-12. Стабилизаторы напряжения с вакуумными лампами.....	431
10-13. Стабилизаторы тока и переменного напряжения.....	436
10-14. Опорное напряжение .....	440
10-15. Высоковольтные стабиловольты коронного разряда.....	441
Задачи .....	442
Литература.....	443

**Глава одиннадцатая. Ламповые генераторы и усилители мощности класса С. Высокочастотный нагрев.....**

11-1. Основная диаграмма напряжений и токов лампового генератора .....	445
11-2. Анализ работы усилителя мощности в режиме класса С.....	448
11-3. Основные энергетические соотношения .....	455
11-4. Резонансная нагрузка .....	458
11-5. Умножение частоты .....	641
11-6. Обратная связь в ламповых генераторах.....	462
11-7. Основные соотношения между параметрами элементов колебательных цепей в генераторах с обратной связью .....	464

11-8. Основные схемы генераторов с обратной связью .....	466
11-9. Электронная связь. Стабилизация частоты с помощью пьезоэлектрических кристаллов .....	468
11-10. Генераторы с фазосмещающими RC-цепями .....	470
11-11. Генераторы ультразвуковых колебаний .....	472
11-12. Электромагнитные поля в металлах .....	476
11-13. Скин-эффект .....	479
11-14. Индукционный нагрев цилиндрических металлических стержней .....	484
11-15. Высокочастотный нагрев диэлектрических стержней и пластин .....	487
11-16. Сокращение времени высокочастотного нагрева металлов ..	491
11-17. Пример расчета высокочастотного нагрева металлического стержня .....	494
11-18. Использование высокочастотных генераторов для получения высокого постоянного напряжения .....	496
Задачи .....	497
Литература .....	500

<b>Глава двенадцатая. Полупроводниковые приборы .....</b>	<b>501</b>
12-1. Полупроводники .....	502
12-2. Уровни энергии и проводимость полупроводников .....	505
12-3. P-N-переход .....	509
12-4. Плоскостные и точечно-контактные диоды .....	511
12-5. Точечно-контактный полупроводниковый триод .....	514
12-6. Плоскостной полупроводниковый триод .....	516
12-7. Транзисторы и вакуумные лампы .....	518
12-8. Четырехполосники .....	520
12-9. Усилитель с общей базой .....	525
12-10. Усилитель с общим эмиттером .....	530
12-11. Усилитель с общим коллектором .....	534
12-12. Сравнение различных типов усилителей на полупроводниковых триодах .....	537
12-13. Граф-аналитическое рассмотрение режимов работы полупроводникового триода на больших сигналах .....	540
12-14. Стабилизация полупроводниковых усилителей .....	541
12-15. Многокаскадные усилители на полупроводниковых триодах ..	543
12-16. Частотные характеристики RC-усилителей .....	544
12-17. Двухтактные схемы и схемы с дополнительными симметрирующими цепями .....	547
12-18. Нестабильность точечно-контактных триодов .....	548

12-19. Генераторы с обратной связью на полупроводниковых триодах .....	550
12-20. Генераторы с отрицательным сопротивлением и триггеры..	552
12-21. Полупроводниковый тетрод .....	556
12-22. Полупроводниковые силовые выпрямители .....	556
12-23. Ценеровские диоды .....	559
12-24. Полупроводниковые переменные конденсаторы (варикапы)	567
12-25. Варисторы .....	568
12-26. Термисторы .....	570
12-27. Полупроводниковые интегральные микромодули .....	571
Задачи .....	572
Литература .....	574
<b>Глава тринадцатая. Фотоэлектронные приборы и их применение .....</b>	<b>575</b>
13-1. Лучистая энергия .....	575
13-2. Фотокаоды .....	577
13-3. Вакуумные фотоэлементы .....	578
13-4. Газонаполненные фотоэлементы .....	581
13-5. Фотоэлектронные реле .....	583
13-6. Измерительные схемы с фотоэлементами.....	585
13-7. Использование модулированного света .....	588
13-8. Вторичноэлектронные умножители .....	590
13-9. Фотоэлементы с запорным слоем.....	593
13-10. Полупроводниковые фотодиоды и фототриоды (фототранзисторы) .....	595
13-11. Усилители яркости изображения.....	597
13-12. Солнечные батареи .....	598
Задачи .....	601
Литература.....	602
<b>Глава четырнадцатая. Мощные выпрямители переменного тока .....</b>	<b>604</b>
14-1. Дуговой разряд.....	604
14-2. Термоэлектронные катоды в газоразрядных приборах.....	607
14-3. Жидкие ртутные катоды .....	609
14-4. Характеристики и параметры газоразрядных приборов с ртутным наполнением.....	613
14-5. Обратное зажигание.....	616
14-6. Однополупериодный выпрямитель с газоразрядным прибором	617
14-7. Двухполупериодные и мостовые схемы выпрямления.....	623
14-8. Параллельная работа газоразрядных приборов.....	625
14-9. Трехфазная однополупериодная выпрямительная схема.....	626

14-10. Основные энергетические соотношения $m$ -фазной выпрямительной схемы .....	630
14-11. Коэффициент использования трансформатора .....	632
14-12. $m$ -фазные выпрямители с индуктивным фильтром .....	636
14-13. Влияние реактивности трансформатора .....	639
14-14. Трехфазная мостовая схема выпрямления .....	644
14-15. Выпрямительные схемы с уравнительным реактором .....	645
14-16. Многофазные выпрямительные схемы типа «зигзаг» .....	648
14-17. Кремниевый управляемый выпрямитель (тринистор) .....	649
14-18. Заключение .....	650
Задачи .....	652
Литература .....	654
<b>Глава пятнадцатая. Управляемые выпрямители и инвертеры .....</b>	<b>655</b>
15-1. Тиратроны .....	656
15-2. Время ионизации и деионизации газоразрядных приборов .....	659
15-3. Сеточные токи тиратронов .....	660
15-4. Тиратрон с экранирующей сеткой .....	661
15-5. Изменения среднего значения анодного тока тиратрона .....	662
15-6. Управление выпрямленным током тиратрона посредством изменения сдвига фазы переменного напряжения на сетке .....	665
15-7. Комбинированное управление выпрямленным током тиратрона путем изменения напряжения смещения и фиксированного сдвига фазы переменного напряжения на сетке .....	666
15-8. Фазосдвигающие мосты .....	668
15-9. Схема управления с дросселем насыщения .....	670
15-10. Импульсное управление тиратронами .....	673
15-11. Игнитрон .....	676
15-12. Схемы зажигания игнитронов .....	678
15-13. Управляемые тиратронные и игнитронные выпрямители .....	680
15-14. Управление переменным током .....	687
15-15. Параметры игнитрона .....	690
15-16. Тиратронные схемы для включения — выключения постоянного напряжения .....	697
15-17. Тиратронный счетчик импульсов .....	698
15-18. Инвертеры .....	699
15-19. Преобразователь низковольтного постоянного напряжения в высоковольтное, работающий на транзисторах .....	701
15-20. Полупроводниковые управляемые выпрямители .....	702
Задачи .....	703
Литература .....	706



<b>Глава шестнадцатая. Реле времени. Управляющие устройства для электросварочных станков .....</b>	<b>707</b>
16-1. Электромагнитные реле .....	707
16-2. Реле времени постоянного тока.....	708
16-3. Реле времени переменного тока.....	710
16-4. Измерение малых интервалов времени.....	712
16-5. Электросварка .....	713
16-6. Автоматическое устройство, задающее нужную последовательность операций при сварке.....	716
16-7. Синхронное управление сваркой.....	717
16-8. Следящая система .....	718
16-9. Регулирование времени сварки .....	719
16-10. Регулирование нагрева при сварке.....	723
16-11. Сварочные устройства с накоплением энергии.....	724
16-12. Многофазные сварочные установки .....	726
Задачи .....	727
Литература .....	727
<b>Глава семнадцатая. Электронные схемы для управления двигателями ..</b>	<b>729</b>
17-1. Уравнения двигателя постоянного тока.....	729
17-2. Тиратронная схема питания двигателя постоянного тока....	732
17-3. Соотношения между моментом и скоростью двигателя.....	737
17-4. Регулирование скорости двигателя посредством изменения напряжения якоря .....	741
17-5. Компенсация падения напряжения на обмотке якоря.....	743
17-6. Уменьшение возбуждения двигателя .....	746
17-7. Ограничение тока якоря .....	746
17-8. Вспомогательные цепи.....	749
17-9. Регулирование скорости двигателя с помощью тахогенератора	750
17-10. Управление микродвигателями переменного тока.....	751
17-11. Фазовый детектор .....	753
Задачи .....	755
Литература .....	755
<b>Глава восемнадцатая. Следящие системы.....</b>	<b>757</b>
18-1. Сервомеханизмы и регуляторы .....	757
18-2. Следящие системы первого порядка.....	760
18-3. Следящие системы второго порядка.....	765
18-4. Переходные процессы в системе второго порядка при ступенчатом входном воздействии .....	767
18-5. Следящая система со скоростью обратной связью.....	771

	<u>Стр.</u>
18-6. Регулирование с использованием обратной связи по скорости рассогласования .....	377
18-7. Интегральное управление .....	775
18-8. Регулятор температуры с интегральным управлением.....	776
18-9. Реакция системы второго порядка на синусоидальное входное воздействие (частотные характеристики) .....	778
18-10. Анализ регулирующих систем с помощью передаточных функций .....	781
18-11. Передаточная функция многоконтурной системы.....	783
18-12. Передаточные функции некоторых электрических цепей....	784
18-13. Передаточные функции некоторых типовых элементов.....	787
18-14. Следящая система с двигателем переменного тока.....	790
18-15. Устойчивость следящих систем .....	791
18-16. Критерий устойчивости.....	794
18-17. Запас устойчивости по усилению и запас устойчивости по фазе .....	799
18-18. Пример анализа устойчивости следящей системы.....	800
18-19. Следящие системы иных видов.....	803
Задачи .....	803
Литература.....	805









---

---

---

---

---

*Джон Райдер*

**ТЕХНИЧЕСКАЯ  
ЭЛЕКТРОНИКА**

---

---

---

---

---